Sperimentare
SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

6

RIVISTA MENSILE DI ELETTRONICA ED ALTRE SCIENZE APPLICATE - L. 650

32 PAGINE IN PIÙ

SPECIALE STRUMENTI MUSICALI ELETTRONICI

- SINCRONIZZATORE PER PROIETTORE DI DIAPOSITIVE
- CONVERTITORE DEL RICEVITORE TENKO PER I 144 MHz
- PREAMPLIFICATORE UNIVERSALE
- BINARY DEMONSTRATOR



Spedizione in Abb. Postale - Gruppo III/70 - GIUGNO 1973

ARGENTINA	Pesos 9	DANIMARCA	Kr. D. 9,50	INGHILTERRA	Lgs. 0,60	MALTA	Lgs. M. 0,60	SUD AFRICA	R. 1,50
AUSTRALIA	$ Au. 2	EGITTO	Leg. 2	ISRAELE	L.I. 4,90	NORVEGIA	Kr. N. 9	SVEZIA	Kr. S. 6,50
AUSTRIA	Sc. 32,50	ETIOPIA	$ Et. 4,50	ITALIA	Lit. 650	OLANDA	Fr. Ol. 4,50	SVIZZERA	Fr. sv. 5,50
BELGIO	Fr. Bg. 61	FRANCIA	Fr. Fr. 7	JUGOSLAVIA	Din. 22	PERU'	Sol. 70	TURCHIA	L.T. 20
BRASILE	Crs. 10,50	GERMANIA	D.M. 6	LIBANO	L. Lib. 4,20	POLONIA	Zloty 5,10	U.R.S.S.	ryb. 2
CANADA	$ Can. 2,50	GIAPPONE	Yen 650	LIBIA	Pts. 45	PORTOGALLO	Esc. 36	URUGUAY	Pesos 450
CILE	Esc. 25	GRECIA	D.Z. 41	LUSSEM.	Fr. Bg. 61	SPAGNA	Pts. 90	U.S.A.	$ 2,10
								VENEZUELA	Bs. 9,50

Supertester 680 R / ATTENZIONE R come Record !!

MILANO ICE ITALY

II SERIE CON CIRCUITO RIBALTABILE!!

4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!! Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano **RESISTENZE A STRATO METALLICO** di altissima stabilità con la **PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5%!!**

IN QUESTA NUOVA SERIE IL CIRCUITO STAMPATO PUÒ ESSERE RIBALTATO SENZA ALCUNA DISSALDATURA E CIÒ PER FACILITARE L'EVENTUALE SOSTITUZIONE DI QUALSIASI COMPONENTE!



Record di ampiezza del quadrante e minimo ingombro! (mm. 128x95x32)

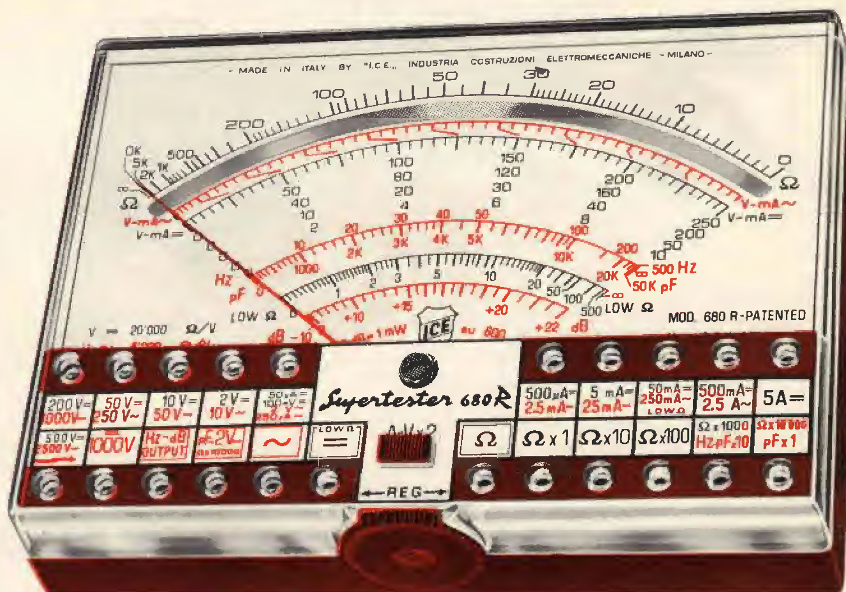
Record di precisione e stabilità di taratura! (1% in C.C. - 2% in C.A.!)

Record di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura!

Record di robustezza, compattezza e leggerezza! (300 grammi)

Record di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)

Record di protezioni, prestazioni e numero di portate!



10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

VOLTS C.A.: 11 portate: da 2 V. a 2500 V. massimi.
VOLTS C.C.: 13 portate: da 100 mV. a 2000 V.
AMP. C.C.: 12 portate: da 50 μA a 10 Amp.
AMP. C.A.: 10 portate: da 200 μA a 5 Amp.
OHMS: 6 portate: da 1 decimo di ohm a 100 Megaohms.
Rivelatore di REATTANZA: 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITA': 6 portate: da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 μF e da 0 a 50.000 μF in quattro scale.
FREQUENZA: 2 portate: da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
V. USCITA: 9 portate: da 10 V. a 2500 V.
DECIBELS: 10 portate: da — 24 a + 70 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 R** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E. Vedi illustrazioni e descrizioni più sotto riportate. Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura.** Speciale bobina mobile studiata per un pronto smorzamento dell'indice e quindi una rapida lettura. Limitatore statico che permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta!!!

IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetrico. Il marchio « I.C.E. » è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti. **PREZZO SPECIALE** propagandistico franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione . Per pagamenti all'ordine, od alla consegna, **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Detto astuccio da noi **BREVETTATO** permette di adoperare il tester con un'inclinazione di 45 gradi senza doverlo estrarre da esso, ed un suo doppio fondo non visibile, può contenere oltre ai puntali di dotazione, anche molti altri accessori. Colore normale di serie del **SUPERTESTER 680 R:** amaranto; a richiesta: grigio.

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"



PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI *Transtest* **MOD. 662 I.C.E.** Esso può eseguire tutte le seguenti misure: Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat - Vbe hFE (β) per i TRANSISTORS e Vf - Ir per i diodi. Minimo peso: 250 gr. - Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. - completo di astuccio - pila - puntali e manuale di istruzione.



VOLTMETRO ELETTRONICO con transistori a effetto di campo (FET) **MOD. I.C.E. 660.** Resistenza d'ingresso = 11 Mohm - Tensione C.C.: da 100 mV. a 1000 V. - Tensione picco-picco: da 2,5 V. a 1000 V. - Ohmetro: da 10 Kohm a 10000 Mohm - Impedenza d'ingresso P.P = 1,6 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V-C.C.; V-picco-picco; Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. Completo di puntali - pila e manuale di istruzione.



TRASFORMATORE I.C.E. MOD. 616 per misure amperometriche in C.A. Misure eseguibili: 250 mA. - 1-5-25-50 e 100 Amp. C.A. - Dimensioni 60 x 70 x 30 mm. - Peso 200 gr. completo di astuccio e istruzioni.



AMPEROMETRO A TENAGLIA *Amperclamp* per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare - 7 portate: 250 mA. - 2,5-10-25-100-250 e 500 Amp. C.A. - Peso: solo 290 grammi. Tascabile! - completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.

PUNTALE PER ALTE TENSIONI MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)



LUXMETRO MOD. 24 I.C.E. a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!!



SONDA PROVA TEMPERATURA istantanea a due scale:
da — 50 a + 40 °C
e da + 30 a + 200 °C



SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV.) **MOD. 32 I.C.E.** per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C.



OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO. RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI A:

I.C.E. VIA RUTILIA, 19/18 20141 MILANO - TEL. 531.554/5/6

Sperimentare SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

Direttore Responsabile: RUBEN CASTELFRANCHI

Sped. in abb. post. Gr. III/70 — Editore: J.C.E. — Giugno 1973

SOMMARIO

Si accettano abbonamenti soltanto per anno solare da gennaio a dicembre. E' consentito sottoscrivere l'abbonamento anche nel corso dell'anno, ma è inteso che la sua validità parte da gennaio per cui l'abbonato riceve, innanzitutto, i fascicoli arretrati.

Sperimentare
SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

Editore: **J.C.E.**

Direttore responsabile
RUBEN CASTELFRANCHI

Direttore tecnico
PIERO SOATI

Redattore capo
GIAMPIETRO ZANGA

Redattori
MARCELLO LONGHINI
ROBERTO SANTINI

Segretaria di redazione
MARIELLA LUCIANO

Impaginatori
GIANNI DE TOMASI
IVANA MENEGARDO

Collaboratori
Lucio Biancoli - Ludovico Cascianini
Italo Mason - Domenico Serafini
Sergio d'Arminio Monforte
Gianni Brazioli - Alligatore Alberto
Franco Simonini - Gloriano Rossi
Mauro Ceri - Arturo Recla
Gianfranco Liuzzi

Rivista mensile di tecnica elettronica ed altre scienze applicate

Direzione, Redazione, Pubblicità:
Viale Matteotti, 66
20092 Cinisello B. - Milano
Telef. 92.85.973

Amministrazione:
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano

Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 7856
del 21-6-72

Stampa: Tipo-Lito Fratelli Pozzoni
24034 Cisano Bergamasco - Bergamo

Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - V. Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

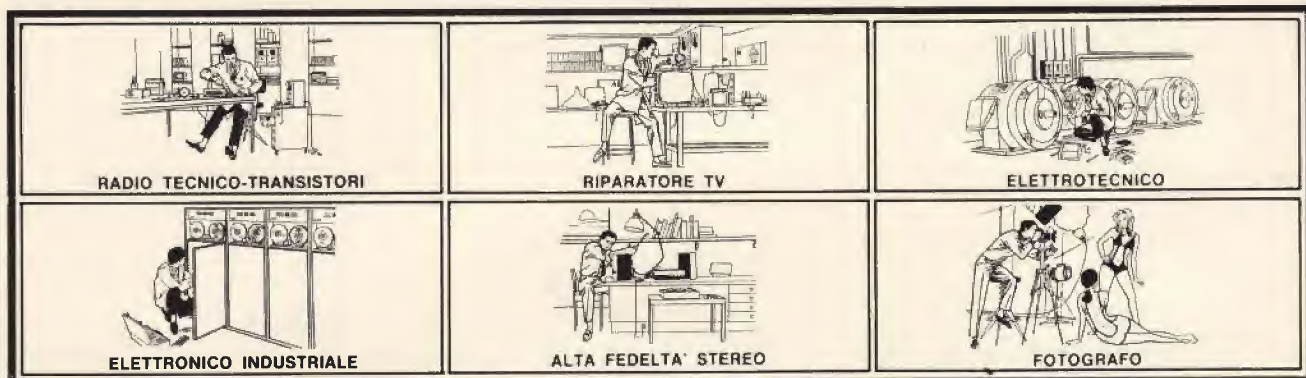
Prezzo della rivista L. 650
Numero arretrato L. 1.300
Abbonamento annuo L. 6.500
Per l'Estero L. 9.000

I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
mediante l'emissione
di assegno circolare,
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 3/56420

Per i cambi d'indirizzo,
allegare alla comunicazione l'importo
di L. 500, anche in francobolli,
e indicare insieme al nuovo
anche il vecchio indirizzo.

NOI VI AIUTIAMO A DIVENTARE "QUALCUNO"

Noi. La Scuola Radio Elettra. La più importante Organizzazione Europea di Studi per Corrispondenza. Noi vi aiutiamo a diventare «qualcuno» insegnandovi, a casa vostra, una di queste professioni (tutte tra le meglio pagate del momento):



Le professioni sopra illustrate sono tra le più affascinanti e meglio pagate: la Scuola Radio Elettra ve le insegna per corrispondenza con i suoi

CORSI TEORICO - PRATICI

RADIO STEREO TV - ELETTROTECNICA
ELETTRONICA INDUSTRIALE
HI-FI STEREO - FOTOGRAFIA

Iscrivendovi ad uno di questi corsi riceverete, con le lezioni, i materiali necessari alla creazione di un laboratorio di livello professionale. In più, al termine del corso, potrete frequentare gratuitamente per 15 giorni i laboratori della Scuola, per un periodo di perfezionamento. Inoltre con la Scuola Radio Elettra potrete seguire i

CORSI PROFESSIONALI

DISEGNATORE MECCANICO
PROGETTISTA - IMPIEGATA D'AZIENDA
MOTORISTA AUTORIPARATORE
LINGUE - TECNICO D'OFFICINA
ASSISTENTE E DISEGNATORE EDILE

Imparerete in poco tempo ed avrete ottime possibilità d'impiego e di guadagno.

CORSO - NOVITA'

PROGRAMMAZIONE ED ELABORAZIONE DEI DATI

NON DOVETE FAR ALTRO CHE SCEGLIERE...

...e dirci cosa avete scelto.
Inviateci la cartolina qui riprodotta (ritagliatela e imbucatela senza francobollo), oppure una semplice cartolina postale, segnalando il vostro nome cognome e indirizzo, e il corso che vi interessa. Noi vi forniremo, gratuitamente e senza alcun impegno da parte vostra, una splendida e dettagliata documentazione a colori.



Scuola Radio Elettra
Via Stellone 5/375
10126 TORINO

dolci



Francatura a carico del destinatario da addebitarsi sul conto credito n. 126 presso l'Ufficio P.T. di Torino A.D. - Aut. Dir. Prov. P.T. di Torino n. 23616 1048 del 23-3-1955

375



INVIATEMI GRATIS TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO DI ____________________

(segnare qui il corso o i corsi che interessano)

MITTENTE:
NOME ____________________
COGNOME ____________________
PROFESSIONE ____________________ ETÀ ________
VIA ____________________ N. ________
CITTÀ ____________________
COD. POST. ________ PROV. ________



MOTIVO DELLA RICHIESTA: PER HOBBY ☐
PER PROFESSIONE O AVVENIRE ☐



RADIORICEVITORE PORTATILE DI LINEA SPORTIVA ROBUSTO, IMPERMEABILE, CON INDICATORE DI SINTONIA A DIODO ELETTROLUMINESCENTE

ICF-111L:

Il nuovissimo radioricevitore portatile SONY per FM-OL-OM, rappresenta l'amico ideale di coloro che amano la vita all'aperto.

- Facile e perfetta sintonia grazie al sistema SONY LED - Diodo elettroluminescente
- Progettato per sopportare senza danno urti ed intemperie.
- Sezione FM a transistori FET per una elevata sensibilità ed una eccellente separazione delle stazioni adiacenti.
- Circuiti FM e AM con filtri ceramici per una superba selettività.
- Commutatore AFC per un perfetto accordo esente da deriva in FM.
- Gamme di frequenza: FM 87,5 ÷ 108 MHz; OL 150 ÷ 400 kHz; OC 530 ÷ 1605 kHz.
- Antenna telescopica per FM e antenna in ferrite per OL - OM.
- Potenza d'uscita: 1,1 W max.
- Alimentazione: 4,5 Vc.c. oppure 110-120 o 220-240 Vc.a. tramite apposito adattatore.
- Dimensioni: 214 x 178 x 56.
- Peso: 1,3 kg.

RICHIEDETE PRODOTTI SONY AI MIGLIORI RIVENDITORI

Cataloghi a **FURMAN S.p.A.** - Via Ferri 6 - 20092 CINISELLO B. (MI)

QUADRIK

DISPOSITIVO PER EFFETTO QUADRIFONICO UK 180

Questa nuova realizzazione AMTRON produce in modo semplice l'effetto quadrifonico. Può essere applicato a qualsiasi tipo di amplificatore ad alta fedeltà; utilizzando 4 casse acustiche l'apparecchio fornisce all'ascoltatore l'impressione di trovarsi al centro di una sala da concerto. Ciò si ottiene disponendo semplicemente dei normali dischi stereofonici. Con l'UK 180, in pratica, si forma un fronte sonoro costituito dai due canali stereofonici, mentre i diffusori retrostanti riproducono una miscelazione dei due canali, con la possibilità di variarne la fase ed attenuarne separatamente il livello dei diffusori frontali e posteriori.

FRONT VOLUME

REAR VOLUME

quadrik

four phase system

Caratteristiche tecniche:

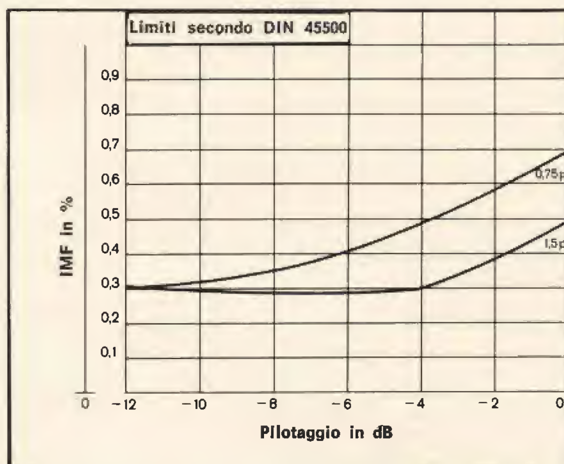
Impedenza dei due ingressi: 4 ÷ 8 Ω - Massima potenza d'ingresso per canale: 12 W - Impedenza delle quattro uscite: 4 ÷ 8 Ω - Posizioni di ascolto: normale/stereo - 4 fasi stereo - 4 fasi invertite stereo.
Regolazioni indipendenti per altoparlanti frontali ed altoparlanti posteriori.



quando i tecnici parlano di intermodulazione di frequenza conviene ascoltarli

Recentemente, la nota rivista tedesca *«HI-FI Stereofonie»*, a proposito delle cartucce ELAC, ha pubblicato: «L'intermodulazione di frequenza - IMF - assieme alla facilità d'esplorazione è data per due distinti valori della forza d'appoggio. Essa è determinata con le due frequenze concomitanti 300/3000 Hz e con pieno pilotaggio. Nelle cartucce ELAC la IMF è stata notevolmente migliorata e nel modello STS444-E raggiunge valori molti inferiori all'1%». Inoltre, sulla stessa rivista si legge: «...la caratteristica di risposta, la diafonia e l'analisi delle onde quadre rendono un'idea oltremodo rassicurante sulla qualità dei pick-up ELAC». La prova musicale uditiva dimostra che i pick-up ELAC STS244-17 e STS344-17 dal punto di vista della qualità musicale sono eccellenti.

Distorsioni non lineari — IMF — in funzione del pilotaggio per diverse potenze Disco campione: DIN45542, zona 1 Dall'andamento della curva è rilevabile il valore minimo di intermodulazione di frequenza della cartuccia Elac tipo STS444-E. Esso è di −6 dB (3 cm/s 300 Hz - 0,75 cm/s 3000 Hz) ed anche con la minima forza d'appoggio è dello 0,4%.



Gli orecchi critici ascoltano con ELAC!



I tipi STS444 appartengono, sotto ogni punto di vista, alla classe più elevata. Le prove riportate nelle riviste tecniche confermano che le cartucce ELAC sono fra le migliori del mondo. Non sono però fra le più costose. Desiderate altre informazioni? Rivolgetevi presso tutti i migliori rivenditori.

il sistema Hi-Fi

E' interessante notare che tutti i pick-up Hi-Fi ELAC sono compatibili con i dischi incisi secondo il sistema a matrice quadrifonica (per esempio CBS - SQ).

ELAC

GLI STRUMENTI MUSICALI ELETTRONICI

a cura di S. ROBERTSON

Prima di inoltrarci nel vivo dell'argomento è opportuno precisare che gli strumenti elettronici musicali non devono essere confusi con gli apparecchi o strumenti di musica elettronica.

I primi permettono di suonare un brano musicale di una qualsiasi composizione con procedimenti più o meno moderni. Il suono di questi strumenti viene amplificato e diffuso per mezzo di altoparlanti. In pratica, un organo elettronico è uno strumento che genera dei suoni per mezzo di circuiti elettronici come gli oscillatori di nota, i divisori di frequenze, i filtri ecc. naturalmente comandati dalla tastiera. Si può quindi sostenere che un organo di questo tipo rispetto ad un organo a canne ha in comune, soltanto la tastiera.

La seconda categoria, quella comprendente gli strumenti di musica elettronica si avvale, per ottenere suoni, (se così si possono chiamare) di tre metodi diversi come per esempio la trasformazione in suoni degli oscillogrammi, di fenomeni qualsiasi, e la miscelazione di rumori diversi ecc.

Anche se la musica prodotta da questi strumenti è indigesta alla maggior parte degli amatori di musica normale, non possiamo, e non dobbiamo trascurare questa corrente musicale che sta prendendo sempre più piede in tutto il mondo, specialmente tra i giovani.

Si possono considerare strumenti musicali anche i trasduttori che captano le vibrazioni prodotte dagli strumenti (per esempio la chitarra) per trasformarle in segnali elettrici che a loro volta vengono tramutati in suono, per mezzo di altoparlanti.



Non dobbiamo però trascurare un'altra categoria di apparecchi elettronici che hanno apportato un prezioso aiuto ai musicisti di ogni genere: compositori, maestri d'orchestra, esecutori, studenti ed insegnanti di musica.

Gli apparecchi in questione sono evidentemente i registratori ad una o più piste. Essi permettono di aiutare l'inventiva del compositore, verificare un'esecuzione, trasformare un'opera musicale, ecc.

In poche parole si può sostenere che la musica e l'elettronica si sono rese vicendevolmente dei grandi servigi.

Tratteremo ora di strumenti elettronici che potranno essere utilizzati come strumenti musicali, il cui suono viene riprodotto da altoparlanti.

CARATTERISTICHE GENERALI

Esistono diversi modi per classificare gli strumenti elettronici musicali. Essi si possono dividere in due categorie: gli apparecchi che emettono un unico suono per volta, come ad esempio, tra gli strumenti classici, il flauto, il clarinetto e altri strumenti a fiato, e quelli che permettono di ottenere più suoni contemporaneamente come l'organo, l'arpa, il piano ecc. Gli strumenti a corda come il violino, il violoncello ed il contrabbasso possono produrre più note solo se generate da corde differenti. Su un violino, per esempio, siccome le corde non sono situate sullo stesso piano, e poiché per suonare un tale strumento bisogna usare l'archetto, il numero delle note che si possono suonare contemporaneamente è limitato a due.

Per quanto riguarda gli strumenti elettronici, possiamo dire che i più semplici ed economici sono quelli ispirati al flauto e al clarinetto poiché, dovendo produrre una sola nota per volta, abbisognano di un solo generatore di note.

Per gli strumenti che devono essere in grado di produrre più note contemporaneamente, la faccenda è un po' più critica poiché occorrono diversi generatori che funzionano in modo indipendente.

A prima vista si potrebbe pensare che per uno strumento di questo tipo a sette ottave, per esempio (7 x 12 = 84 note distinte), occorrano tanti generatori indipendenti. In realtà, le cose sono ben diverse. Saranno sufficienti infatti 12 generatori, uno per ogni nota dell'ottava più acuta, cioè alla frequenza più elevata.

Le altre note delle ottave inferiori saranno ottenute per mezzo di divisori di frequenza.

E' naturale che la realizzazione di un organo è abbastanza difficoltosa anche se il costo non raggiungerà in nessun caso il prezzo di un analogo strumento tradizionale con le canne, i soffietti ed i complicati meccanismi che lo compongono. Anche se gli strumenti elettronici non sono in grado di imitare perfettamente gli strumenti classici, essi sono in grado di produrre dei suoni molto piacevoli, considerando anche la varietà dei timbri che possiedono; cosa questa che non si riscontra certo negli strumenti classici.

Inoltre la potenza di questi suoni può essere aumentata o diminuita secondo della scelta dell'amplificatore.

Si deve considerare quindi gli strumenti elettronici musicali come dispositivi nuovi e non come strumenti imitatori.

STRUMENTI UNITONALI O MONOFONICI

La caratteristica principale di uno strumento monofonico è senza dubbio il timbro delle note emesse.

Per la sua realizzazione ci si ispira a strumenti classici.

Si possono usare tastiere come quelle dei pianoforti o tasti come quelli delle fisarmoniche, usando dei tasti bianchi per le note DO - RE - MI - FA - SOL - LA - SI e dei tasti neri per i diesis o bemolle.

Poiché le possibilità di questi strumenti sono limitate dal fatto di poter suonare una sola nota per volta, si aggiungono allo strumento diversi dispositivi per migliorare il suono: il vibrato, i registri, disposi-



Strumenti
e rumori
senza intonazione
precisa
Triangolo
Cembalo
Voce femminile
Voce maschile
Tintinnio di chiavi
Applausi
Strumenti
a corde pizzicate
ed a tastiera
Arpa
Piano
Organo
Voci
Soprano
Mezzo-soprano
Contralto
Tenore
Baritono
Basso
Strumenti
a percussione
Silofono
Timpano
Strumenti
a fiato
Ottavino
Flauto
Oboe
Clarinetto
Fagotto
Controfagotto
Ottoni
Corno
Tromba
Trombone
Tuba
Strumenti
a corda
Violino
Viola
Violoncello
Contrabbasso
Spettro di rumore
Armoniche
Note fondamentali
Hertz
16,4
32,7
65,4
130,8
261,6
440
523,2
1046,5
2093
4186
8372
16000
Registri
Sotto-gravi
Gravi
Medi
Acuti
Sopra-acuti

Fig. 1

tivi per ottenere il cambiamento di ottava: superiore o inferiore alla gamma principale, regolatore del volume, effetti d'eco, riverbero ed altri ancora.

Naturalmente non bisogna esagerare con questi dispositivi perché altrimenti si andrebbe al di fuori dei vantaggi di uno strumento che sono il prezzo e la semplicità realizzativa; teniamo quindi tutti questi effetti o dispositivi speciali per strumenti più complessi dove il loro impiego è più consigliato.

LE GAMME

Gli strumenti elettronici monofonici o polifonici possono avere una gamma di suoni che parte dai 16 Hz, come limite inferiore, e arriva ai 15.000 Hz come limite superiore.

In pratica, però, una tale estensione non serve quasi mai. E' sufficiente infatti la gamma coperta dal pianoforte per eseguire qualsiasi brano musicale.

Il pianoforte ha una estensione dei suoni la cui frequenza è compresa tra un LA molto grave (f = 27,5 Hz) e un DO molto acuto (f = 4185,5 Hz). Il limite degli acuti però è superato da altri strumenti musicali.

Nel pianoforte dunque si dispone di sette ottave cioè 12 x 7 = 84 note e da una a quattro note supplementari.

Nel grafico di figura 1 sono visibili la gamma di frequenze coperta dagli strumenti musicali più comuni; le armoniche delle frequenze usuali, le note corrispondenti e, in basso, una tastiera di un pianoforte normale.

Il LA «normale», quello che corrisponde alla nota emessa dal diapason, ha una frequenza di 440 Hz. Se lo strumento musicale possiede una sola ottava sarà opportuno usare quella dove si trova il LA normale. Se invece possiede più gamme, quella normale si troverà pressappoco in mezzo al dispositivo d'accordo.

La tabella 1 mostra le rispettive frequenze di ogni nota a partire dal DO - 16,34 Hz al SI - 15.801,08 Hz.

TABELLA 1

	DO−1 a SI − 1	DO$_0$ a SI$_0$	DO$_1$ a SI$_1$	DO$_2$ a SI$_2$	DO$_3$ a SI$_3$	DO$_4$ a SI$_4$	DO$_5$ a SI$_5$	DO$_6$ a SI$_6$	DO$_7$ a SI$_7$	DO$_8$ a SI$_8$
DO	16,34 Hz	32,69 Hz	65,39 Hz	130,79 Hz	261,59 Hz	523,19 Hz	1 046,37 Hz	2 092,75 Hz	4 185,50 Hz	8 371,00 Hz
DO #	17,30 Hz	34,62 Hz	69,25 Hz	138,50 Hz	277,02 Hz	554,05 Hz	1 108,10 Hz	2 216,22 Hz	4 432,44 Hz	8 864,88 Hz
RE	18,34 Hz	36,68 Hz	73,37 Hz	146,78 Hz	293,56 Hz	587,01 Hz	1 174,02 Hz	2 348,05 Hz	4 696,11 Hz	9 392,22 Hz
RE #	19,42 Hz	38,84 Hz	77,70 Hz	155,44 Hz	310,88 Hz	621,66 Hz	1 243,28 Hz	2 486,58 Hz	4 973,18 Hz	9 946,36 Hz
MI	20,60 Hz	41,20 Hz	82,39 Hz	164,80 Hz	329,60 Hz	659,21 Hz	1 318,42 Hz	2 636,56 Hz	5 273,12 Hz	10 546,24 Hz
FA	21,81 Hz	43,64 Hz	87,30 Hz	174,61 Hz	349,22 Hz	698,44 Hz	1 396,88 Hz	2 793,76 Hz	5 587,52 Hz	11 175,04 Hz
FA #	23,09 Hz	46,21 Hz	92,45 Hz	184,91 Hz	369,82 Hz	739,64 Hz	1 479,29 Hz	2 958,59 Hz	5 917,18 Hz	11 834,36 Hz
SOL	24,49 Hz	48,98 Hz	97,96 Hz	195,93 Hz	391,86 Hz	783,73 Hz	1 567,46 Hz	3 134,92 Hz	6 269, 84 Hz	12 539,68 Hz
SOL #	25,93 Hz	51,87 Hz	103,74 Hz	207,48 Hz	414,97 Hz	829,97 Hz	1 659,94 Hz	3 319,88 Hz	6 639,77 Hz	13 279,54 Hz
LA	27,50 Hz	55,00 Hz	110,00 Hz	220,00 Hz	440,00 Hz	880,00 Hz	1 760,00 Hz	3 520,00 Hz	7 040,00 Hz	14 080,00 Hz
LA #	29,12 Hz	58,24 Hz	116,49 Hz	232,98 Hz	465,96 Hz	931,92 Hz	1 863,85 Hz	3 727,70 Hz	7 455,40 Hz	14 910,80 Hz
SI	30,87 Hz	61,73 Hz	123,46 Hz	246,94 Hz	493,88 Hz	987,57 Hz	1 975,13 Hz	3 950,27 Hz	7 900,54 Hz	15 801,08 Hz

TABELLA 2

Indice	Nota più bassa	Nota più alta
−1	DO : f = 16,34	SI : f = 30,87
0	DO : f = 32,69	SI : f = 61,73
1	DO : f = 65,39	SI : f = 123,46
2	DO : f = 130,79	SI : f = 246,94
3	DO : f = 261,59	SI : f = 493,88
4	DO : f = 523,19	SI : f = 987,57
5	DO : f = 1.046,37	SI : f = 1.975,13
6	DO : f = 2.092,75	SI : f = 3.950,27
7	DO : f = 4.185,5	SI : f = 7.900,54
8	DO : f = 8.371,0	SI : f = 15.801,08

Questa tabella prende in considerazione 10 ottave. In ogni colonna ci sono le rispettive 12 note: 12 perché si contano anche i diesis di ogni ottava.

E' evidente che passando da una colonna all'altra le frequenze si raddoppiano.

Abbiamo detto che il LA normale, fornito dal diapason per accordare gli strumenti, ha una frequenza di 440 Hz, e quindi si trova nella tabella dell'ottava che parte dal DO_3 a 261,59 Hz e va al SI_3 di 493,88 Hz.

I GENERATORI DI SEGNALI

La maggior parte degli strumenti musicali a fiato, generalmente, producono dei suoni la cui forma di onda si avvicina alla sinusoide. Per imitare questi strumenti bisognerà quindi utilizzare dei generatori sinusoidali. Se, al contrario, si desidera produrre dei segnali ricchi di armoniche si utilizzerà degli oscillatori che daranno una forma d'onda a denti di sega o rettangolare. Questa seconda categoria di oscillatori permetterà, dato la ricchezza di armoniche, di ottenere dei timbri speciali o, isolando alcune armoniche, delle note su ottave diverse senza che sia necessario ricorrere ad un altro oscillatore. In genere però, si preferisce il metodo che utilizza i divisori di frequenza che è più semplice e necessita di un minor numero di componenti, rispetto al sistema della selezione delle armoniche.

In tutti i casi si sceglieranno degli oscillatori i più semplici possibili per ragioni di economia e di ingombro, sempre considerando però che la loro maggiore qualità deve essere la stabilità in frequenza rispetto alla temperatura, alla tensione d'alimentazione e a molti altri fattori quali l'invecchiamento dei componenti dello strumento.

In tutti i modi, gli oscillatori dovranno essere ad accordo regolabile al fine di poterli accordare, se necessario, sia dall'utilizzatore che da un esperto, se si tratta di uno strumento di una certa importanza.

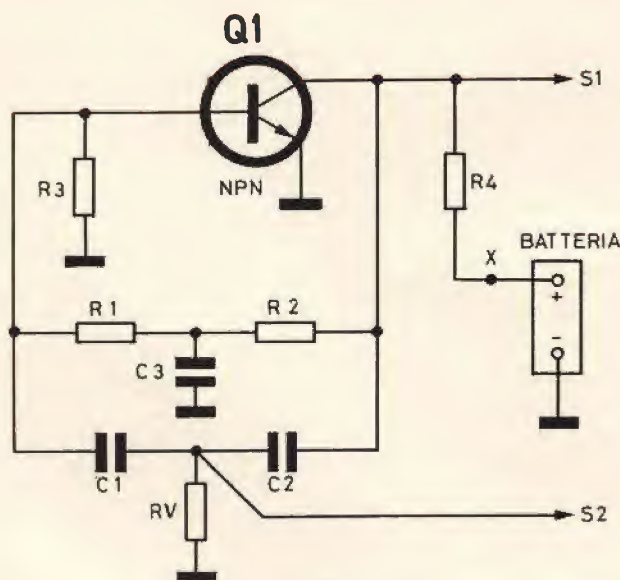


Fig. 2

GLI OSCILLATORI SINUSOIDALI

Tutti gli oscillatori sinusoidali adottati in circuiti elettronici possono essere utilizzati nella costruzione di strumenti musicali elettronici. Di questi oscillatori ne esistono alcune versioni: oscillatori a bobina L e a capacità C, oscillatori a battimenti, oscillatori a resistenza R e capacità C.

I più usati sono gli oscillatori RC (resistenza e capacità) poiché una bobina per le frequenze basse è piuttosto ingombrante, deve avere molte spire ed inoltre bisogna anche schermarla.

L'unico inconveniente usando un oscillatore RC, per ciò che riguarda le note basse, è quello di usare delle capacità molto grandi, che però sono facilmente reperibili in commercio.

Nei circuiti LC (a bobina e condensatore) la variazione di frequen-

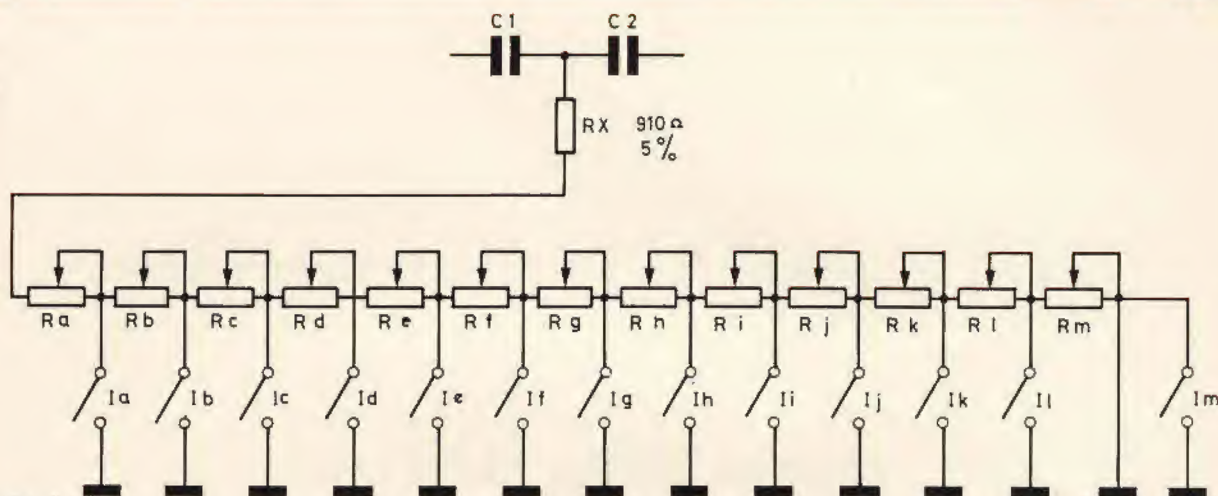


Fig. 3

za viene effettuata grazie a dei condensatori variabili mentre per gli oscillatori RC si farà variare R o C od entrambi.

OSCILLATORI RC SINUSOIDALI A DOPPIO T

In figura 2 è visibile un oscillatore a transistore con una rete a doppio T. Il transistore Q1 è un NPN e la sua base è polarizzata positivamente, in rapporto all'emettitore che è a massa, dal resistore R3 che va a massa e da R1 + R2 inviate sul collettore, reso positivo da R4, connesso al + dell'alimentatore.

Il «doppio T» si compone dal primo T formato da R1, R2 e C3 e dal secondo formato da C1, C2 e RV.

Questo circuito realizza l'accoppiamento tra il collettore e la base.

L'accoppiamento è in opposizione di fase e il valore dipende dalla frequenza f per dei valori dati da R1, R2, RV, C1, C2, C3.

L'opposizione di fase è di 130°, per un valore particolare di f uguale a f_o. Quando f + f_o si ha l'oscillazione. E' possibile dunque modificare il valore di f_o facendo variare uno o più dei sei elementi che costituiscono il doppio T. In genere si fa variare RV o C3 od entrambi.

Ecco qualche dato sui valori degli elementi impiegando un transistore MPS G514 Motorola ed una tensione d'alimentazione di 9 V: R1 = R2 = 100 kΩ 5%, R3 = 47 kΩ, RV secondo la frequenza f_o desiderata, R4 = 6,8 kΩ, C1 = C2 = 50 nF al mylar o ceramico, C3 = 0,1 μF al mylar o ceramico.

Si ottiene un DO a 130,79 Hz circa, quando RV è uguale a 910 + 1.000 Ω, ossia 1910 Ω. Le note seguenti, dalle acute alle basse, sono ottenute con una resistenza in serie da 1.000 Ω per ciascuna nota. E' essenziale che i resistori da 1.000 Ω, compreso il primo, siano regolabili.

Una formula approssimativa che dà f_o in funzione di R1, R2, RV, C1, C2 e C3 è:

$$f_o = \frac{a}{6{,}28\ \sqrt{R1\ RV\ C1\ C3}}$$

Quando R1 = R2 e C1 = C2. Il valore di a è approssimativamente 1, in genere è inferiore all'unità.

Così, se si ha R1 = 100 kΩ, RV = 2 kΩ, C1 = 50 nF e C3 = 0,1 μF si trova f_o = 159 Hz. Abbiamo detto in precedenza che si ottiene il DO a 130 Hz con RV = 1.500 Ω.

Il valore ottimale di RV deve essere ottenuto sperimentalmente regolando il resistore da 1 kΩ.

In pratica, per la realizzazione di uno strumento a 13 note si potrà ottenere RV montando 13 resistori regolabili da 1.000 Ω in serie, e come illustrato in figura 3.

In questo modo la nota più acuta per esempio il DO a 130,8 Hz, ottenuto chiudendo il contatto di Ia, ha un valore di RV di RX + Ra ossia 910 Ω + una frazione di 1.000 Ω.

Una volta ottenuta questa nota si aprirà il contatto Ia e si chiuderà il contatto Ib. In questo modo si avrà RV = 910 + Ra = Rb. Ra non si dovrà toccare perché è stato regolato in precedenza, mentre si ricercherà il valore ottimale di Rb per ottenere la nota seguente (un semitono più basso) cioè il SI a 123,5 Hz.

Col medesimo procedimento si regoleranno uno per uno i resistori per ottenere la scala completa fino al raggiungimento dell'ultima nota che è il DO corrispondente alla frequenza di 65,39 Hz.

Con un generatore di segnali di questo tipo è possibile ottenere delle altre gamme in due modi:

1°) aumentando il numero dei tasti I : 12 per ogni gamma supplementare delle note più basse. Si potrà in questo modo avere a disposizione anche l'ottava che va dal DO a 65,39 Hz al DO 32,69 Hz.

2°) agendo su un commutatore che modifica il valore di C3. Se C3 aumenta di due volte si otterranno le note di un'ottava più bassa, se C3 diminuisce di due volte le note saranno di un'ottava più alta.

L'ottava più bassa, in genere, è quella che va da 32,69 Hz a 65,39

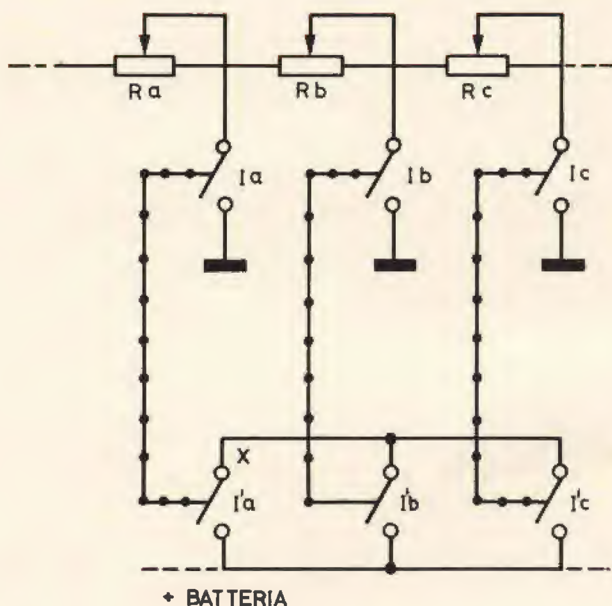


Fig. 4

Hz, la seguente da 65,39 a 130,79 e la terza da 130,79 a 261,59.

Si sarà realizzato così, una specie di basso elettronico a 3 ottave per un totale di 37 note.

I segnali forniti sul collettore al punto S1 sono sinusoidali, quelli ottenuti al punto S2 sono di identico periodo ma con numerose armoniche.

I due segnali potranno essere scelti separatamente o miscelati, secondo un dosaggio fisso o variabile.

E' raccomandabile montare, tra i punti S1 e S2 e i circuiti di combinazione, degli stadi amplificatori in tampone, per evitare il disaccordo dell'oscillatore quando si agisce sul carico del circuito di collettore del transistore oscillatore.

Guardando i circuiti di figura 2 e 3, è facile comprendere che, se nessun tasto viene azionato, la nota più bassa è azionata permanentemente. Inoltre se l'esecutore desidera fare una pausa fra due note, ciò non sarà possibile. E' quindi necessario sopperire a questa mancanza.

Con un circuito a transistori il problema è subito risolto. In effetti, se per esempio, si esclude l'alimentazione l'apparecchio cessa immediatamente di funzionare.

In pratica si potrà adottare il dispositivo seguente: ogni tasto (o pulsante) agirà su due interruttori, uno è quello della nota che si desidera suonare, l'altro (figura 3) è il dodicesimo interruttore che interrompe il collegamento al positivo dell'alimentazione.

Di conseguenza tutti gli interruttori dovranno essere bipolari come mostrato in figura 4: Ia è unito con I'a, Ib con I'b Ic con I'c ecc.

In posizione di riposo i tasti sono alzati. I due interruttori I e I' sono aperti per cui nessuna nota viene generata poiché I' toglie il + dell'alimentazione al punto x (vedi figura 2) che è la linea positiva d'alimentazione del montaggio elettronico. Quando il tasto viene abbassato i due contatti si uniscono dando luogo alla nota desiderata e al collegamento del + alimentazione.

La tensione BF d'uscita di questo apparecchio è in genere abbastanza ridotta, appena sufficiente per lo ascolto in cuffia. E' necessario quindi collegare, all'uscita degli stadi separatori, un amplificatore di bassa frequenza.

STADI SEPARATORI

Prendiamo in considerazione le due uscite, punto 1 e 2 dell'oscillatore in doppio T della figura 2.

Gli stadi separatori (o intermedi o tampone) sono rappresentati dallo schema di figura 5.

Vediamo anzitutto i valori dei componenti Q2 = Q3 = Q1 (precedentemente riportati). R5 = 5,6 kΩ, R6 = 6,8 kΩ, R7 = 330 kΩ, R8 = 100 kΩ, R9 = 6,8 kΩ, R10 = 15 kΩ, R11 = potenziometro lineare da 20 kΩ.

Tutti i resistori sono da 0,5 W e devono avere una tolleranza del 10%. I commutatori I2 e I3 sono

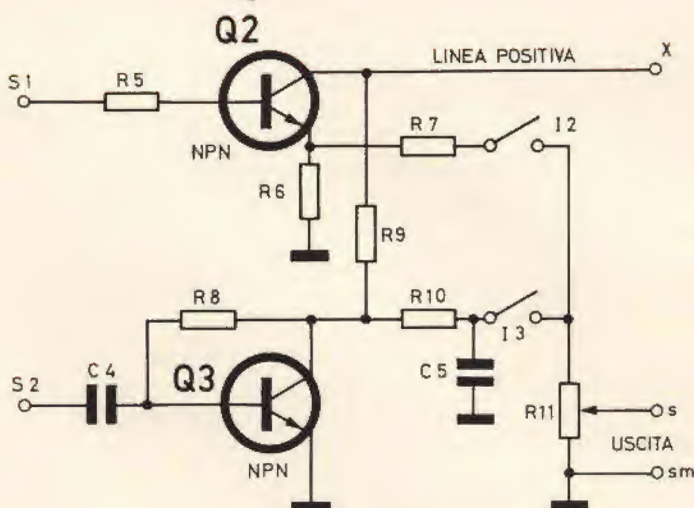


Fig. 5

degli interruttori unipolari. I due separatori Q2 e Q1 sono montati nel modo seguente: Q2 è uno stadio a transistori montato a collettore comune poiché questo elettrodo è collegato al + della batteria d'alimentazione. La base è polarizzata dalla tensione di collettore del transistore Q1 per mezzo dei resistori R5 e R1 + R2 in modo che l'emettitore funga da elettrodo d'uscita. La tensione sinusoidale, applicata alla base di Q2, è ripresa sul resistore R6 e trasmessa, da R7 ed I2, al potenziometro di regolazione della potenza R11 la cui estremità è portata a massa, cioè il negativo dell'alimentazione.

Il secondo stadio parte dal punto S2 (comune di C1 e C2) dove il segnale è periodico ma di forma non sinusoidale. Questo segnale è amplificato dal transistore Q3, montato a emettitore comune e collegato a massa. La sua base è polarizzata a partire dal collettore per mezzo di R8. Il collettore dello stesso ha come carico, il resistore R9 ai capi del quale si può prelevare il segnale BF non sinusoidale. Questo segnale dopo il passaggio da R10-C5 (filtro che favorisce il passaggio degli acuti) e I2, è trasmesso al potenziometro R11 che ha il compito di regolare la potenza.

Il cursore di questo potenziometro trasmette, per mezzo di C6, il segnale BF all'uscita.

Si può, agendo su I1 e I2, ottenere tre tipi di segnali:

1) un segnale sinusoidale: I1 chiuso e I2 aperto.

2) Un segnale non sinusoidale con forte contenuto di armoniche: I1 aperto e I2 chiuso.

3) Un segnale, che è la risultante di due segnali miscelati, per cui con la fondamentale più pronunciata: I1 e I2 chiusi cioè in posizione di contatto.

Poiché il valore di resistenza del potenziometro R11 è di 20 kΩ tutti gli amplificatori BF il cui valore di ingresso è uguale o superiore a 20 kΩ saranno adatti per questo impiego.

Un interruttore generale I3 potrà essere disposto sul positivo o negativo dell'alimentazione.

COME MIGLIORARE GLI STRUMENTI MUSICALI ELETTRONICI

a cura di M. SPLENDORI

In questo articolo descriviamo alcuni circuiti e vari sistemi per ottenere degli effetti speciali che migliorano le caratteristiche degli strumenti musicali elettronici.
Se il vostro piccolo organo o la chitarra elettrica ha un suono non molto piacevole aggiungete uno di questi montaggi e vedrete che il vostro strumento avrà nuove possibilità.



Gli strumenti «monofonici» o «unitonali» possono produrre una sola nota per volta poiché possiedono un unico generatore di segnali di bassa frequenza.

Le possibilità di uno strumento di questo tipo possono essere aumentate aggiungendo altri due generatori comandati da una seconda tastiera e da una pedaliera.

Vi sono inoltre altri sistemi per migliorare il suono degli strumenti monofonici e precisamente il vibrato ed il tremolo che abbiamo

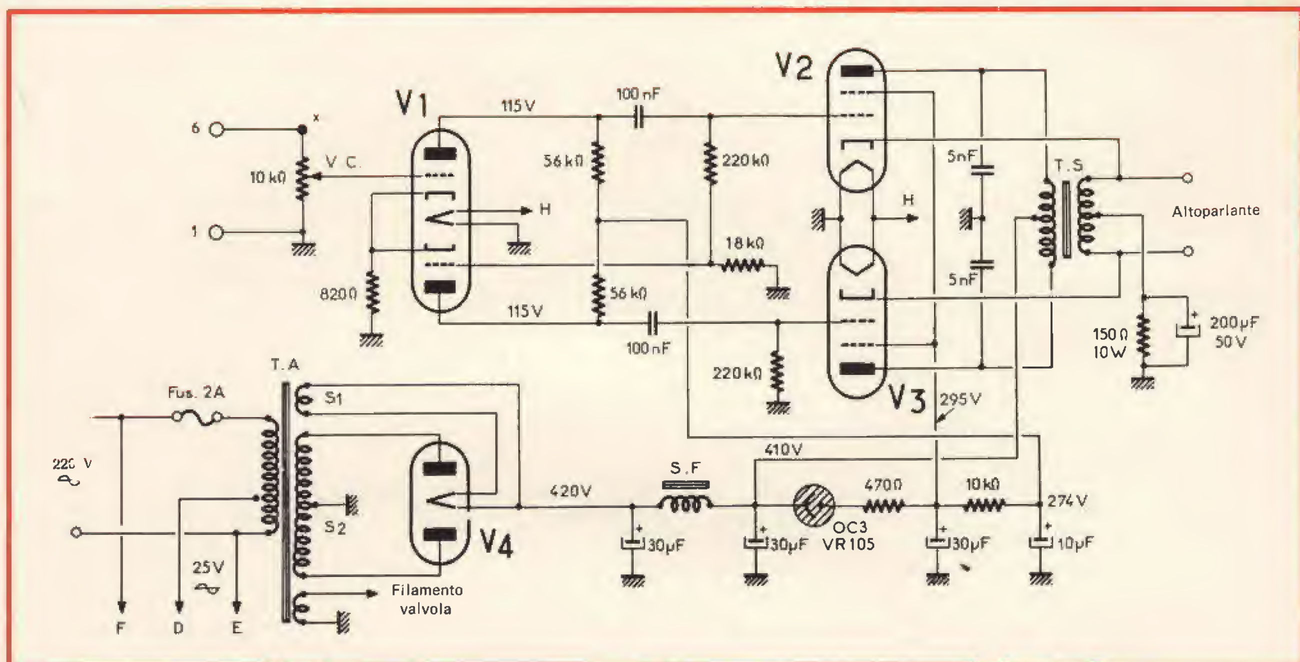


Fig. 1 - Schema elettrico di un generatore di tremolo «Leslie» a valvole. Questo circuito può essere realizzato anche in versione transistorizzata.



qualche volta già trattato in precedenti articoli.

Questi dispositivi si possono ottenere sia con circuiti elettronici che con sistemi meccanici e la scelta dipende dal gusto singolo di ogni persona.

Vediamo ora la descrizione di un tremolo meccanico, «LESLIE», molto conosciuto in tutto il mondo da orchestrali, maestri, costruttori di strumenti musicali elettronici e amatori in genere.

TREMOLO «LESLIE»

Di questo sistema di tremolo esistono numerosi modelli prodotti negli USA e venduti in tutto il mondo.

In pratica si tratta di un altoparlante supplementare, preceduto naturalmente da un amplificatore, che produce l'effetto di tremolo.

In genere il «LESLIE» è a valvole ma esistono anche delle versioni a transistori.

In figura 1 è visibile la parte elettronica di un generatore di tremolo a valvole e nella figura 2 si può notare lo schema elettrico con i vari collegamenti. La figura 3 illustra il piano di montaggio dell'altoparlante inserito nel diffusore, e la figura 4 mostra l'aspetto di una cassa acustica per effetto «LESLIE».

Vediamo ora di chiarire il funzionamento partendo dall'uscita dell'altoparlante normale di un organo elettrico o di qualsiasi altro strumento.

Il segnale ai capi dell'altoparlante normale è potente ma a bassa tensione. Questa tensione giunge ai capi del potenziometro da 10 kΩ il cui cursore è collegato alla griglia del doppio triodo 12AU7 che funge da amplificatore di tensione, in opposizione di fase. I due segnali risultanti sono trasmessi, per mezzo del condensatore da 100 nF, alle griglie dei tetrodi finali KT88 o 6650 che sono valvole famose per la loro affidabilità. Gli schermi (griglie 2) di queste valvole di potenza sono collegati a un punto positivo ad alta tensione stabilizzata dell'alimentazione.

Tra i due anodi dei KT88 si trova il primario del trasformatore d'uscita. Il secondario invece è collegato tra i due catodi degli stessi e l'altoparlante.

I catodi, inoltre, sono polarizzati dal circuito parallelo formato da un resistore da 150 Ω/10 W e da un condensatore elettrolitico da 200 µF/50 V.

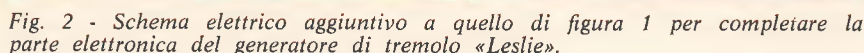


Fig. 2 - Schema elettrico aggiuntivo a quello di figura 1 per completare la parte elettronica del generatore di tremolo «Leslie».

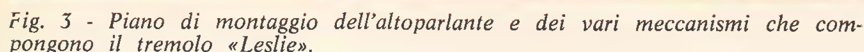


Fig. 3 - Piano di montaggio dell'altoparlante e dei vari meccanismi che compongono il tremolo «Leslie».

L'ALIMENTAZIONE DEL «LESLIE»

Partendo dall'alimentazione da rete 220 Vc.a., per esempio, si nota, che sullo schema di figura 1, il primario del trasformatore d'alimentazione TA possiede una presa D, la tensione tra questo punto ed il punto E è di circa 25 V.

L'alta tensione viene ottenuta grazie alla valvola V4 ed al secondario del trasformatore associato ad un circuito di filtraggio composto da due condensatori da 30 µF e 10 µF.

Sullo schema sono poi indicate le varie tensioni continue.

I punti E-D (25 V alternati) dello stesso primario del trasformatore sono utilizzati per alimentare il frenaggio dei motori che fanno ruotare una specie di cilindro, scavato ed opportunamente tagliato, situato sotto l'altoparlante «LESLIE» (vedere figura 3, l'elemento rotante).

Questo elemento rotante possiede 3 motori MOT1, MOT2 e MOT3.

Quando il primario del TA è collegato alla rete, la tensione alternata di 25 V passa tra i punti D ed E e viene applicata, per mezzo del resistore di protezione da 3 Ω, all'anodo del diodo raddrizzatore DR. La tensione raddrizzata risulta tra il catodo e la linea E, con il positivo verso il catodo.

Questa tensione, inoltre, è filtrata da una cellula composta da un condensatore da 200 µF 5 V e una bobina SF2.

Quando il relè è in posizione «contatto», come è mostrato sullo schema, la tensione continua, che è di 36 V a vuoto, è applicata ai tre motori MOT1, MOT2 e MOT3. Se quest'ultimi sono in moto, la tensione continua agirà come un freno: saranno sufficienti 10 V per fare che i motori si arrestino rapidamente interrompendo così il tremolo «meccanico-pneumatico».

Se si vuole azionare il tremolo basterà applicare la tensione di rete ai tre motori che fanno rotare il sistema illustrato in figura 3. In questo caso il relè farà in modo che la corrente continua non entri nei motori.

Passiamo ora al disegno della figura 3 che illustra l'interno del «LESLIE».

L'altoparlante è fissato e disposto orizzontalmente su di un piano che costituisce, con il contenitore, una specie di supporto.

L'aria compressa o espansa della membrana dell'altoparlante ha dunque un movimento vibratorio verticale.

Al disotto del primo supporto si trova un altro supporto del cuscinetto superiore dell'asse di rotazione dell'elemento rotante. Il cuscinetto inferiore è visibile in basso nel contenitore.

La parte rotante deve avere una velocità angolare di qualche Hertz, come il caso del vibrato o del tremolo. Questa velocità è ottenuta per riduzione del movimento rotatorio del motore grazie ad una puleggia e ad una cinghia di trazione che però non sono rappresentate in figura 3.

L'elemento rotante, che costituisce l'anima del tremolo «LESLIE», è un cilindro opportunamente tagliato, come mostra la figura 3, che ha il compito di bloccare e favorire periodicamente l'espansione delle onde sonore.

Rispetto al normale tremolo, che agisce sulla potenza del suono, questo sistema possiede anche un effetto doppler che aumenta notevolmente l'effetto spettacolare del tremolo.

In figura 4 è possibile notare l'aspetto esterno del contenitore. Esso è completamente chiuso, tranne delle fessure orizzontali che contribuiscono ad ottenere l'effetto voluto.

Questo sistema però, in apparenza molto semplice, è abbastanza complesso e costoso per ciò che riguarda i particolari costruttivi (come per esempio il sistema di frenaggio) utili per il raggiungimento dello scopo. Una costruzione abbastanza semplice è quella illustrata in figura 5 il cui funzionamento è facile da comprendere.

Esistono inoltre diversi altri sistemi, tutti più o meno simili, per ottenere l'effetto «LESLIE»; uno di questi sfrutta la rotazione degli altoparlanti.

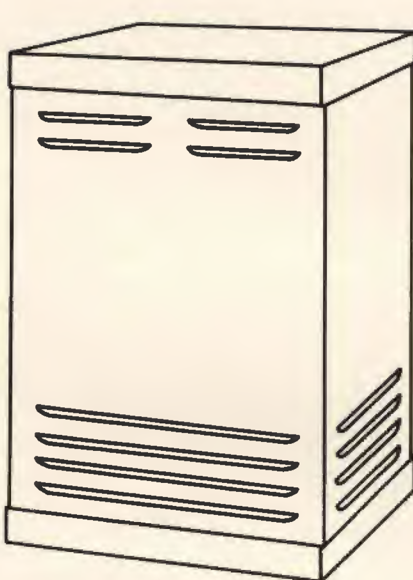


Fig. 4 - Aspetto esterno di una cassa acustica per effetto «Leslie». Si notino le fessure praticate sui lati.

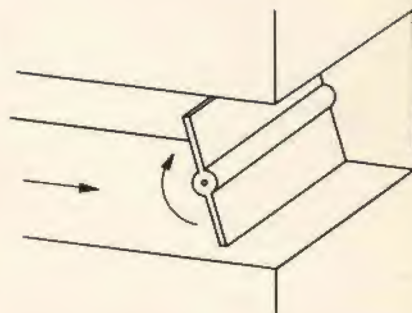


Fig. 5 - Esempio di costruzione di un semplice sistema per ottenere un effetto di tremolo.

UN «LESLIE» ELETTRONICO IL VIBRAROTO

Dopo i vari tipi di «LESLIE» elettro-meccanici l'industria ha eseguito ricerche per ottenere un effetto simile ma facendo uso di circuiti elettronici.

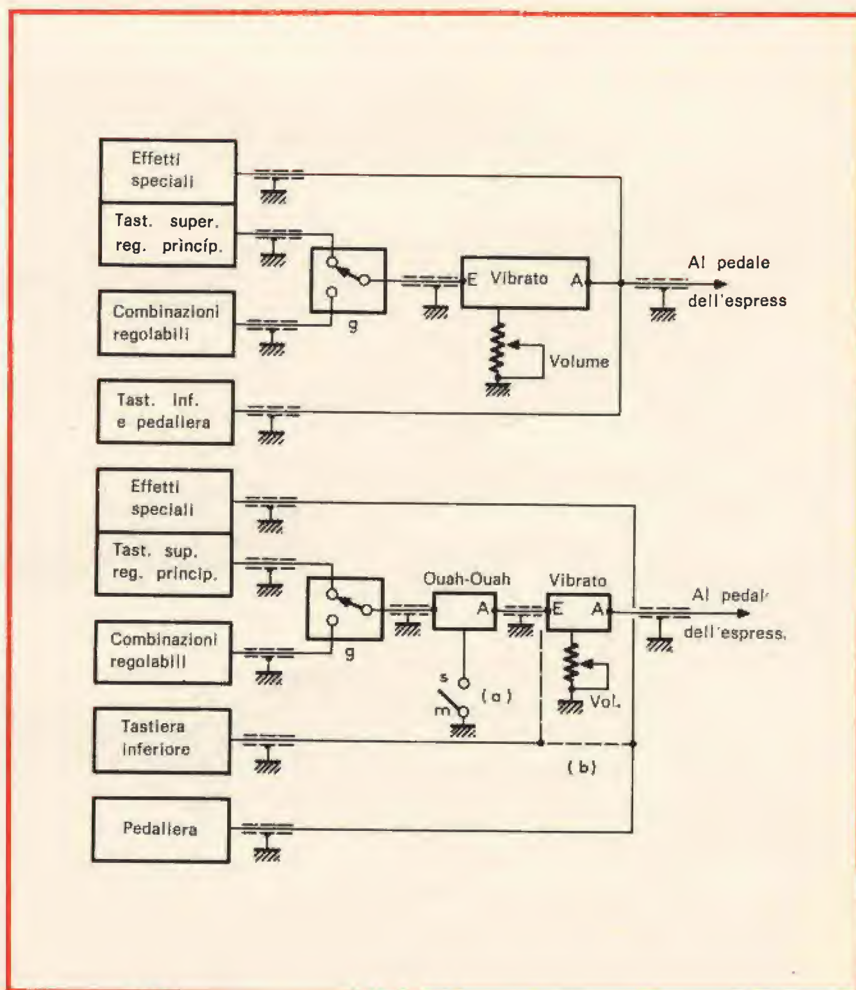


Fig. 6 - Schema a blocchi dei collegamenti da effettuare per un pratico funzionamento del vibrato.

In questi apparati, che potremo definire opto-elettronici, l'effetto musicale è regolabile per mezzo di un potenziometro invece che dal movimento rotatorio dell'altoparlante o da altri sistemi, come abbiamo visto in precedenza. Quando l'effetto è dosato con una bassa intensità si ottiene un suono analogo a quello del «LESLIE» e cambiando i timbri si possono ottenere dei suoni molto gradevoli.

La figura 6 mostra i collegamenti del vibraroto il cui schema elettrico è visibile in figura 7.

Nella parte superiore di figura 6 sono rappresentati i collegamenti del vibrato e nella parte inferiore, il vibrato ed il «ouah-ouah». In questo caso, l'effetto «ouah-ouah» può essere eliminato per mezzo di un commutatore, mentre, volendolo, resta attivo solo il vibrato.

Vediamo ora come funziona il vibraroto (figura 7).

Nello stadio superiore di questo schema si trovano tre fotoresistori Ph1, Ph2 e Ph3 associati ai resistori o R6, R9 e ai due condensatori da 2,2 nF e 10 nF che costituiscono un filtro a doppio T il cui effetto selettivo è abbastanza noto.

La variazione periodica della resistenza delle 3 cellule fotoresistive, fa scendere in modo analogo la curva di responso del filtro attivo costituito dai transistori T4 e T5, creando, come effetto, una variazione periodica della frequenza.

Il segnale in cui si desidera incorporare l'effetto desiderato è applicato al vibrato al punto E (ingresso) ed esce modificato al punto A (uscita).

Il segnale è sottoposto simultaneamente ad una modulazione di fase e ad un «vibrato» d'ampiezza.

Praticamente esso imita l'effetto di un altoparlante rotante o di un altoparlante fisso con apertura mobile.

Il funzionamento si può così sintetizzare; il transistore T1 è montato come oscillatore sinusoidale, seguito da un amplificatore T2 - T3, la lampada L è sottoposta ad un segnale alternato alla frequenza del vibrato. Questa luce agendo poi sulle cellule fotoresistive dà origine all'effetto desiderato.

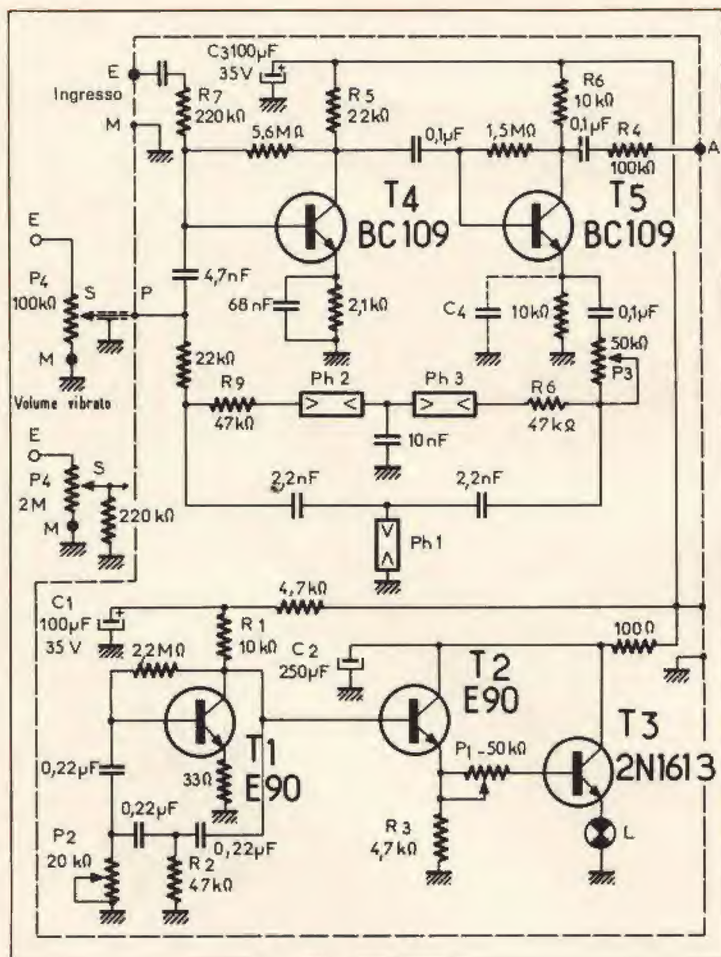


Fig. 7 - Schema elettrico del vibrato «Leslie». Si notino le tre cellule fotoresistive che costituiscono il cuore di questo circuito.

VIBRATO CON ALTOPARLANTI ROTANTI

L'effetto vibrato-tremolo può essere anche ottenuto con un altoparlante rotante.

Un esempio di questo tipo è visibile in figura 8. Un contenitore H contiene un altoparlante A che ruota attorno ad un asse D fissato al contenitore per mezzo di due cuscinetti E - E. Un contrappeso F bilancia la parte rotante.

Nel contenitore è situato anche un motore M e due pulegge G e B in modo che la cinghia permetta una riduzione della velocità, fino a portare il numero dei giri per secondo uguale alla frequenza usuale del vibrato-tremolo.

Il contenitore possiede inoltre delle aperture, alla stessa altezza dove è situato l'altoparlante

Vediamo ora come questo dispositivo realizza, nel medesimo tempo, il tremolo (modulazione d'ampiezza) ed il vibrato (modulazione di frequenza).

Il tremolo è molto facile da riconoscere. In effetti gli altoparlanti avvicinandosi e allontanandosi periodicamente dall'apertura praticata sul contenitore provocano una riduzione, sempre periodica, della potenza e da ciò l'effetto del tremolo.

Per la stessa ragione: spostamento dell'altoparlante, sorgente sonora, si ottiene il vibrato.

Ciò è dovuto ad un effetto chiamato Doppler, che ora esaminiamo più profondamente.

EFFETTO DOPPLER

L'effetto Doppler si studia in ottica, in astronomia ed in acustica.

Senza essere fisici però è possibile comprendere questo fenomeno; facciamo un esempio.

A tutti sarà capitato di vedere passare un treno che fischia, avrete senz'altro notato che l'ampiezza fischio varia a seconda della distanza cui il treno si trova.

Ma vediamo di chiarire meglio attraverso la figura 9: poniamo che f sia la frequenza del segnale emesso dal treno S. Quando S si avvicina al punto AUD, dove si trova l'ascoltatore, quest'ultimo ode un suono alla frequenza f' e si ha:

$$f' > f$$

dunque un suono più acuto.

Nel momento che AUD ed S si incontrano, S cambia la frequenza che diviene f'' e naturalmente più bassa di f.

$$f'' < f$$

e dunque

$$f'' < f < f'$$

I valori di f'' ed f' si possono calcolare in funzione dei valori numerici del problema. La velocità S è di un metro per secondo quella di AUD è zero. Si applicherà quindi la formula seguente:

$$f' = f \frac{V}{V - S}$$

Nella quale V = velocità del suono nell'aria, cioé 340 m/s circa.

La velocità S sarà misurata in m/s ed f e f' in hertz.

Si tratta a questo punto di determinare la velocità S. A questo proposito torniamo al montaggio della figura 8 e semplifichiamo teoricamente il dispositivo supponendo che l'altoparlante sia orientato verso l'ascoltatore «AUD» e che esso si sposti secondo un movimento rettilineo uniforme alla frequenza f_v, il cui valore è quello di un vibrato, per esempio 6 Hz. In questo caso, il periodo è di 1/6 s = 0,159 s che arrotondiamo a 0,16 s.

Quando l'altoparlante è al massimo della distanza dall'ascoltatore, chiamiamo questa distanza XZ; quando l'altoparlante è al minimo della distanza chiamiamo quest'ultima XY.

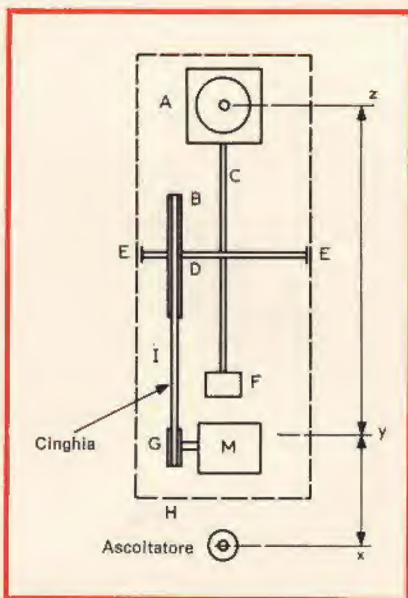


Fig. 8 - Disegno schematico di un sistema meccanico per ottenere l'effetto «Leslie».

Se, per esempio, XY = 50 cm, valore molto simile in un montaggio di questo tipo.

La distanza XY = 50 cm è percorsa durante il tempo T/2 = = 0,08 s.

La velocità dell'altoparlante S è quindi 0,5/0,08 = 6 m/s, dunque:

$$s = 6 \text{ m/s}$$

La formula citata in precedenza permette di calcolare f' ed in effetti si ha:

$$f' = f = \frac{340}{360 - 6} = 1{,}018 \text{ f}$$

Questa frequenza f' è ottenuta quando l'altoparlante si avvicina all'ascoltatore. Nel caso contrario

$$s = -6 \text{ m/s}$$

e il valore di f'' è 0,982 f.

Si nota così che f varierà tra f' ed f'' producendo una modulazione di frequenza.

La frequenza f è quella del suono emesso dall'altoparlante, dunque un segnale BF qualsiasi compreso tra qualche hertz e qualche migliaia di hertz.

IL RIVERBERO NEGLI STRUMENTI MUSICALI ELETTRONICI

Il riverbero si può applicare a qualsiasi strumento musicale e ad apparecchi radio, televisivi, impianti hi-fi ecc.

La riverberazione artificiale è in pratica costituita dalla ripetizione dello stesso suono con un ritardo che si aggira sulla decina di millisecondi.

Non bisogna quindi confondere il riverbero con l'eco perché il tempo di ritardo di quest'ultimo è dell'ordine di un secondo o più. In alcuni casi viene usato anche l'eco per creare degli effetti di durata delle note.

La riverberazione è ottenuta per mezzo di una linea di ritardo.

Il migliore sistema per ottenere ciò è costituito dai circuiti LC od a cavo di trasmissione, anche se quest'ultimo è piuttosto costoso ed in certi casi impossibile perché il ritardo ottenuto altrepassa il millisecondo.

Riguardo al primo sistema esistono tre varianti:

1) Con trasduttori di vibrazioni associati ad una molla.

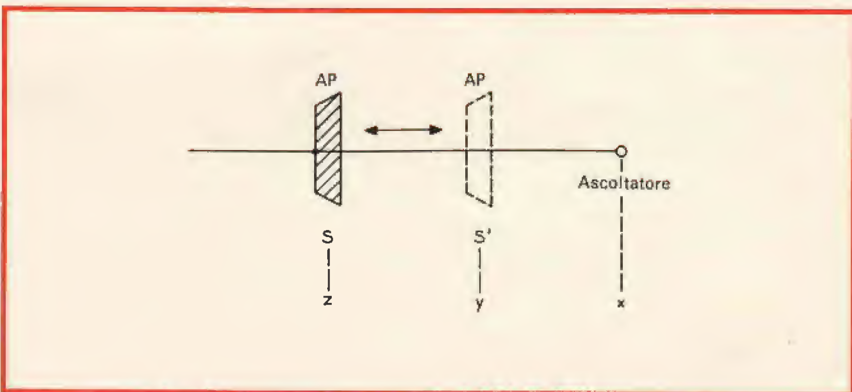


Fig. 9 - Questo disegno aiuta a comprendere il principio dell'effetto «Doppler».

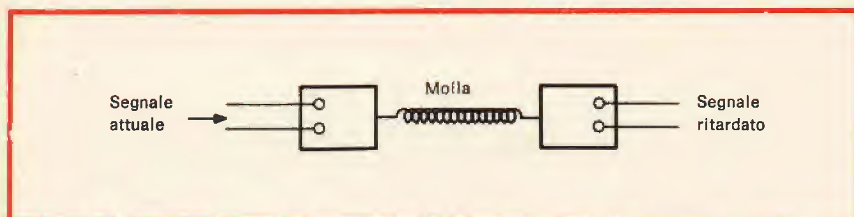


Fig. 10 - Riverbero ottenuto con l'impiego di due trasduttori ed una molla.

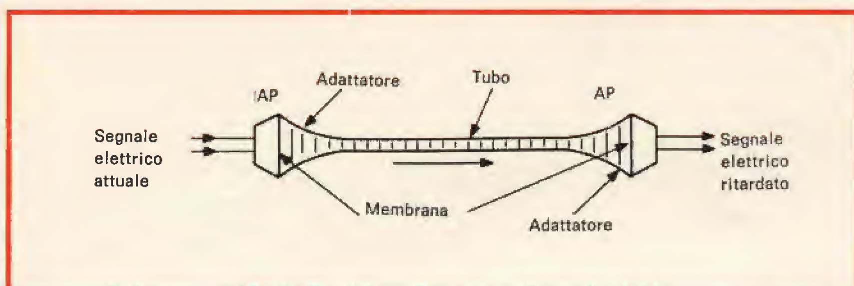


Fig. 11 - Riverbero ottenuto impiegando due altoparlanti dinamici ed un tubo.

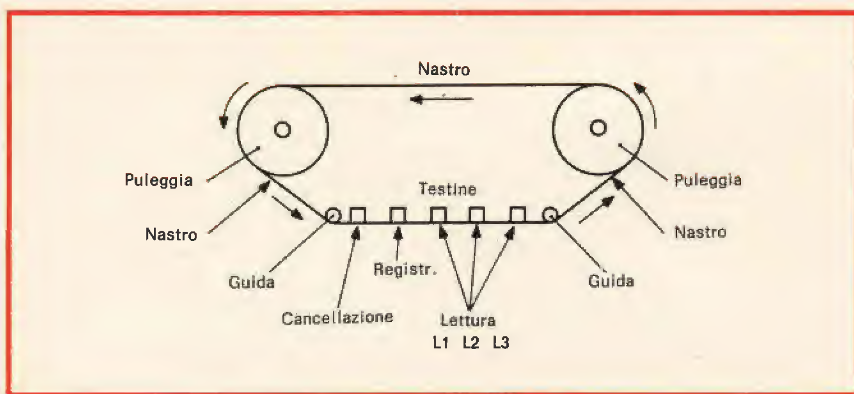


Fig. 12 - Riverbero ottenuto con un sistema di registrazione e riproduzione simultanea di un segnale.

2) Con tubi ad aria
3) Con dispositivo di registrazione.

La riverberazione ottenuta con la molla comporta due trasduttori: uno all'ingresso ed uno all'uscita del segnale ritardato.

In figura 10 è visibile il funzionamento di questo sistema. Il trasduttore d'ingresso può essere del tipo piezoelettrico, elettromagnetico od elettrodinamico. Il principio di funzionamento di questi trasduttori è identico a quello degli altoparlanti e dei pick-up: essi trasformano i segnali elettrici in vibrazioni meccaniche. Queste vibrazioni sono poi trasmesse alla molla che, a seconda delle sue caratteristiche, dà origine ad un tempo di ritardo t_o più o meno lungo.

E' possibile montare, inoltre, più molle o una molla con varie prese per ottenere un riverbero più complesso. All'uscita, il secondo trasduttore riceve le vibrazioni meccaniche ritardate e le trasforma in segnali elettrici.

Questo sistema ha il merito di un prezzo abbastanza ridotto e di non creare molte difficoltà per ciò che riguarda la costruzione.

La qualità di riproduzione dei suoni riverberati non si può paragonare a quella dei suoni ad alta fedeltà. Questa lacuna però è meno grave di quel che si pensi poiché i suoni riverberati hanno una potenza alquanto minima e quindi il difetto passa inosservato.

Il secondo procedimento per riverberare dei suoni è quello costituito da un tubo «acustico». Il principio di questo sistema è visibile in figura 11. In pratica il segnale elettrico è applicato all'altoparlante che lo trasmette al tubo la cui lunghezza è dell'ordine dei 15 m per un ritardo di 40-50 ms.

Le onde sonore si propagano nel tubo alla velocità del suono, cioé 330 m circa al secondo.

La lunghezza X necessaria per t_o ms è data dalla formula

$$\frac{X}{t_o} = \frac{330}{1000}$$

dove $X = 0{,}33\ t_o$ metri con t_o in millisecondi.

Esempio:

$t_o = 50$ ms,
$X = 0{,}33 \cdot 50 = 16{,}5$ m

All'uscita del tubo, il suono ritardato fa vibrare la membrana dell'altoparlante, che normalmente è di tipo dinamico, da poter usare anche come microfono (come quelli degli interfoni). Si può anche usare allo scopo un vero microfono piezo o dinamico purché sia di qualità.

Questo microfono e altoparlante nello stesso tempo, fornirà all'uscita il segnale ritardato.

Per ottenere più segnali con tempi di ritardo differenti si possono prevedere sul tubo diversi ingressi od uscite con altoparlanti supplementari.

Il terzo sistema, migliore ma senza dubbio più costoso e più difficile da realizzare, è quello di ottenere il riverbero con un sistema di registrazione.

Il principio di funzionamento è illustrato in figura 12.

Un anello di nastro magnetico passa davanti alle seguenti testine: cancellazione, registrazione e lettura.

Il segnale viene trasmesso alla testina di registrazione che provvede a registrare il suono. La parte registrata passa poi, dopo un tempo t_1, davanti alla testina di lettura L_1, che dà un segnale ritardato di L_1 ms. La testina L_2 dà un segnale ritardato di t_2 ms e la testina L_3 dà un segnale ritardato di t_3 ms. Quando il nastro registrato ritorna sulla testina che precede quella di registrazione, il nastro si cancella e può così iniziare un nuovo ciclo.

generatore di melodie

a cura di A. RECLA

Alcune note iniziali di una nota canzone emessa dalla tromba dell'automobile o al momento dell'ingresso in un appartamento, possono costituire una compagnia per sé e una gradevole sopresa per gli altri.
Per il radioamatore, una serie di note, premesse alla propria trasmissione, può costituire la caratteristica che contrassegna la sua stazione.

Un tale strumento musicale potrebbe essere costituito da un generatore BF multiplo provvisto di un commutatore meccanico a rotazione.

Questa non sarebbe però una soluzione adeguata ai tempi attuali. Un sistema più sicuro ed economico è quello di ottenere la commutazione fra i diversi toni per via elettronica.

Naturalmente ciò appare piuttosto complesso però, oggidì, adottando i circuiti integrati, è possibile raggiungere lo scopo con una relativa semplicità.

IL MONTAGGIO EFFETTUATO CON TRANSISTORI

Non potendo disporre dei circuiti integrati, può risultare opportuno eseguire il lavoro adottando dei singoli transistori che, essendo di tipo abbastanza comune si possono trovare ad un prezzo relativamente basso. Il passaggio ai circuiti integrati potrà avvenire successivamente.

La disposizione che presentiamo permette di ottenere una melodia con le prime cinque note ad es.

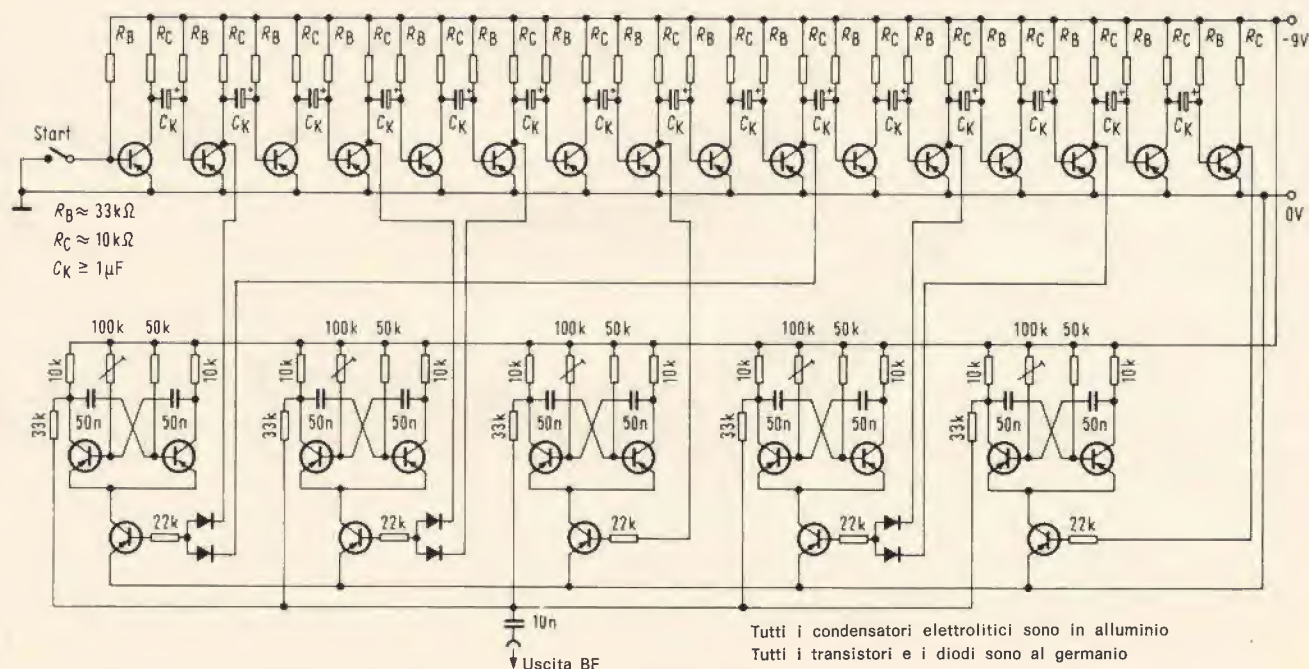


Fig. 1 - Primo circuito di prova con componenti discreti.

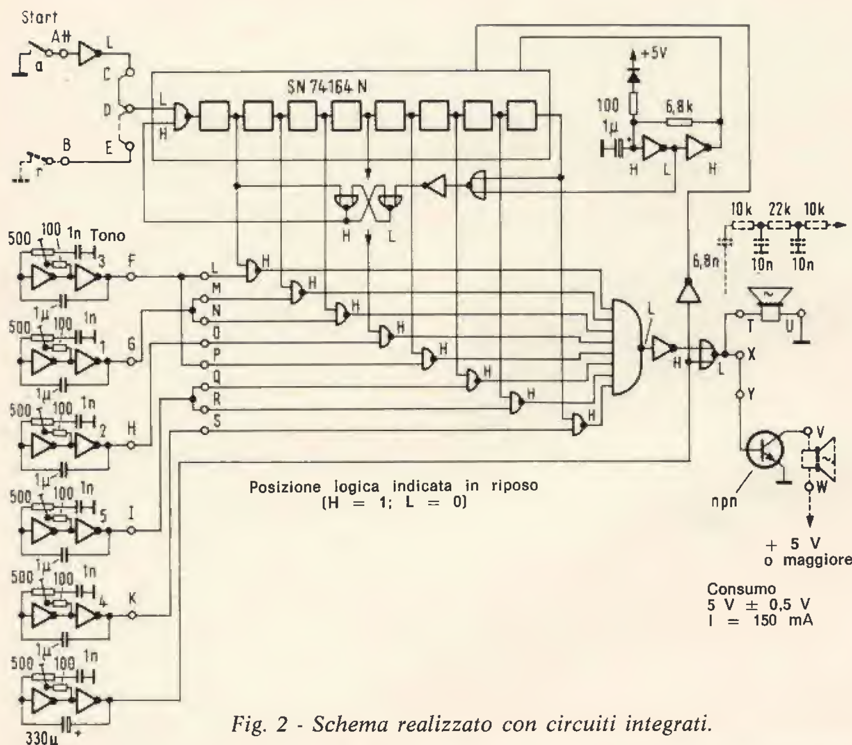


Fig. 2 - Schema realizzato con circuiti integrati.

quelle della melodia River Kwai. Naturalmente però si possono ottenere altre melodie regolando sia le note che la loro cadenza.

L'apparecchio (fig. 1) consta di 5 multivibratori singoli regolati mediante resistenze variabili sulle prime 5 note del motivo che si desidera riprodurre. I due emettitori di ogni multivibratore sono collegati al collettore di un transistore di

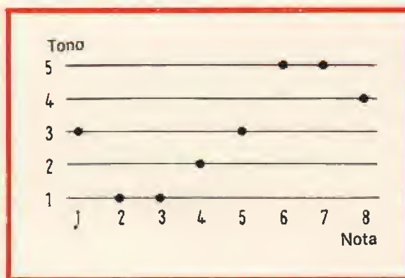


Fig. 3 - Successione dei toni.

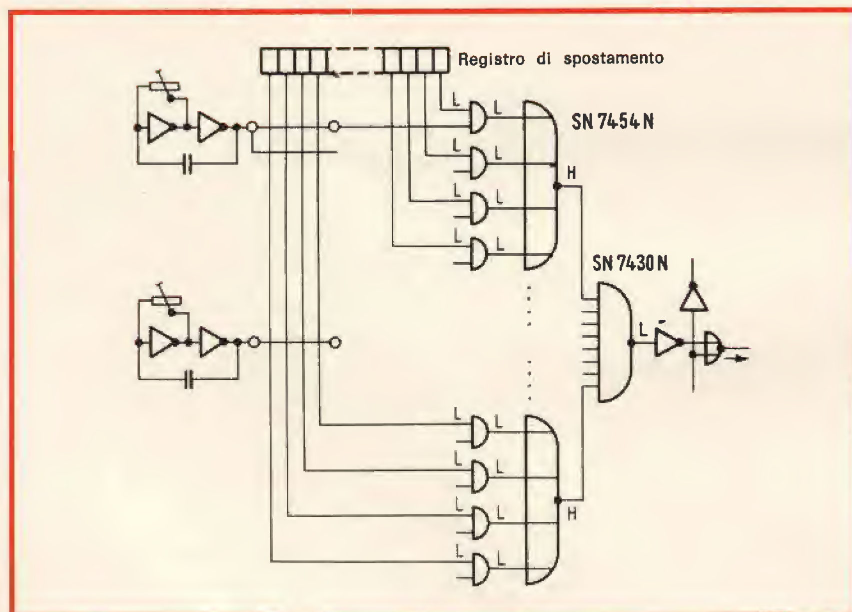


Fig. 4 - Sistema per aumentare il numero delle note.

commutazione il quale, a seconda della posizione del multivibratore, viene pilotato dai transistori facenti parte del cosiddetto registro di spostamento. Questo serve per impedire che le otto singole note si sovrappongano, ossia per introdurre dopo ogni tono la necessaria pausa ovvero la cadenza.

A tale scopo il registro di spostamento possiede 8 + 8 = 16 cellule delle quali però solo 8 hanno un'uscita corrispondente alle 8 note.

In posizione di riposo tutti i transistori delle varie cellule del registro di spostamento sono conduttivi date le varie resistenze di base R_B, mentre tutti i condensatori sono scarichi. Premendo il bottone di start il primo transistore si blocca; sull'armatura di sinistra del primo condensatore arrivano −9 V attraverso la resistenza di collettore da 10 kΩ, cosicché il condensatore si carica (negativamente, l'armatura di sinistra e positivamente quella destra). La corrente di carica che così scorre, non fa variare la condizione della prossima cellula poiché il transistore di questa è ancora conduttivo, ossia con la corrente di carica esso conduce solo un po' di più. Allentando il bottone di start, il primo transistore diviene conduttivo mettendo a massa l'armatura sinistra del primo condensatore. Così la base del secondo transistore, che è collegata all'armatura di destra, riceve una tensione positiva e il transistore rimane quindi bloccato per tutto il tempo di scarica che è dato dalla costante di tempo R_B. C_K. Contemporaneamente si carica il secondo condensatore C_K la cui capacità determina così la durata del tono ovvero della pausa. Scegliendo opportunamente questi condensatori si può così variare il ritmo, ovvero la cadenza della melodia. Finita la scarica del primo condensatore ricomincia a condurre il secondo transistore, mandando a massa il secondo condensatore da un lato, cosicché ora viene bloccato il terzo transistore.

In questo modo il bloccaggio dei transistori si propaga da cellula a cellula, gradualmente verso destra. Siccome la tensione del collettore del transistore bloccato, è negativa, questa può venir utilizzata per pi-

lotare uno dei multivibratori. Come si vede dallo schema le uscite dei vari multivibratori sono collegate fra di loro, però disaccoppiate con resistenze e finiscono ad un'unica uscita BF.

IL MONTAGGIO CON CIRCUITI INTEGRATI

La seconda soluzione consiste nell'adottare i circuiti integrati nella tecnica TTL che rende il montaggio molto più semplice. Infatti come si vede nella fig. 2 il numero dei componenti è ridotto notevolmente con risparmio di spazio e di saldatura. In questo circuito vengono impiegati complessivamente otto circuiti integrati.

Lo schema contiene sei oscillatori ciascuno costituito da due invertitori (2/6 SN7404N), una resistenza - trimmer e un condensatore. I resistori in serie da 100 Ω servono per facilitare la taratura, i condensatori da 1 μF per attenuare i disturbi che potrebbero subentrare coi singoli suoni. Cinque oscillatori forniscono i toni (pure in questo caso prefissati per melodia della marcia River Kwai) il sesto genera la frequenza per l'inserzione del registro di spostamento. Questo è costituito da un'unica unità SN 74164N con otto uscite parallele ciascuna delle quali va su di una porta NAND che può far passare solo un tono quando la corrispondente uscita del registro di spostamento è su di un livello alto (H ossia 1).

Le uscite delle otto porte NAND (8/4 SN7400N) sono collegate ad una porta NAND ottupla (SN 7430), il cui segnale di uscita viene invertito (quindi in posizione di riposo dell'apparecchio, l'uscita è sul livello basso — L — cosicchè si evita che il transistore, eventualmente incluso, faccia passare una corrente eccessiva attraverso l'altoparlante) ed è collegato all'entrata di una porta NOR che fa passare il segnale all'uscita dell'apparecchio quando all'entrata degli altri gatter esiste un livello inferiore (L ossia 0).

Questo circuito comprende alcune particolarità che ne migliorano il funzionamento; ossia:



Fig. 5 - Circuito stampato in grandezza naturale visto dal sotto.

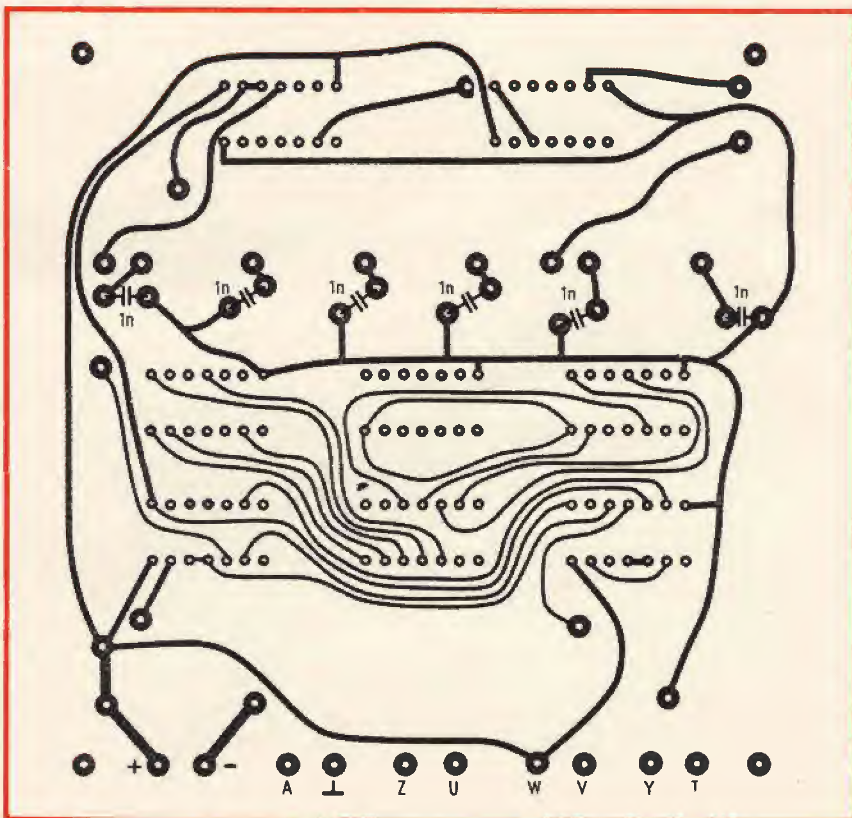


Fig. 6 - Circuito stampato in grandezza naturale visto dal sopra.

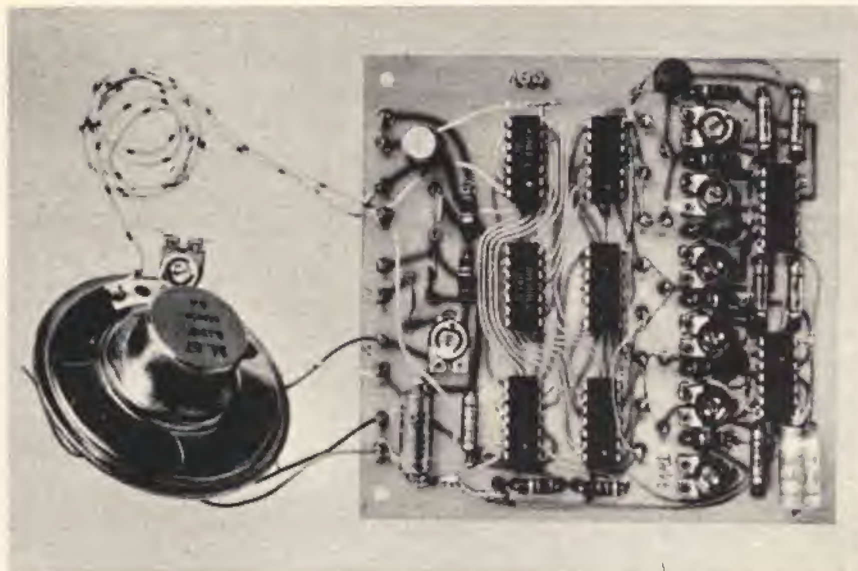


Fig. 7 - Fotografia del prototipo senza custodia a realizzazione ultimata.

1) Rimessa a zero del registro di spostamento inserendo l'alimentazione. Infatti la condizione iniziale del registro di spostamento è indefinita e quindi al momento dell'inserzione si potrebbe generare un suono errato.

2) Start automatico. Questo impedisce che il registro passi attraverso a più di una condizione H quando il contatto di start vibra oppure quando esso viene premuto per troppo tempo. Lo start automatico consta di un flip - flop RS costituito da due porte NOR; applicando la tensione di alimentazione esso inserisce il circuito di rimessa a zero, cosicché l'entrata NAND dal registro di spostamento può ricevere il segnale di start. Non appena questo segnale Start è arrivato all'uscita della prima cellula del registratore di spostamento, il flipflop RS s'inverte, mentre l'entrata viene chiusa e poi nuovamente aperta solo quando il segnale start è arrivato all'uscita dell'ultima cellula del registro di spostamento.

3) Programmabilità libera della melodia. Durante la programmazione del generatore di frequenza, si procede opportunamente in modo che si programmano le note saldando i punti corrispondenti come in fig. 3 che mostra l'esempio per la marcia River Kwai.

Si noti che se l'apparecchio viene installato troppo vicino a sorgenti di disturbo come motori, relè ecc., i flip - flop ne possono venire influenzati e l'apparecchio non funziona più. In questo caso è opportuno schermare l'apparecchio, provvedendo inoltre ad eliminare i disturbi alla sorgente.

ANEDDOTI

ANDREA MARIA AMPÈRE

nato nel 1775 - morto nel 1836; celebre fisico francese.

Era notoriamente molto distratto. Un giorno, essendo dovuto uscire di casa in fretta, scrisse su un foglio di carta: « Sono uscito » e lo attaccò all'uscio. Dopo qualche ora, tornando a casa, vide quello scritto e tornò indietro. (Scarlatti, *Et ab hic et ab hoc*).

* * *

Ampère usciva un giorno dalla Accademia pensando ad un problema; ad un tratto la soluzione gli balena nella mente. Aveva in mano un pezzo di gesso che gli era servito poco prima, vedeva davanti a sè un quadrato nero simile a quello della lavagna che usava abitualmente... e vi scrive le sue cifre. A un tratto il quadrato fugge sotto la sua mano e fa tre passi. Ampère lo segue. Il quadrato prende il trotto e Ampère lo rincorre. Finalmente si ferma e Ampère anche, stanco, sudato e senza respiro. La pseudolavagna non era che il dorso di un fiacre fermo. (Karr, *Guêpes*).

* * *

Un giorno Ampère, mentre andava a far lezione, trova per strada un sassolino, che raccoglie e di cui si mette ad esaminare attentamente la venatura. Ad un tratto gli viene in mente la lezione che deve tenere; guarda l'orologio e, vedendo che ne è vicina l'ora, affretta precipitosamente il passo, rimette con cura il sasso in tasca, e lancia l'orologio dal parapetto del Ponte delle Arti. (T. S. V. P.).

* * *

La morte del celebre fisico fu dovuta a una sua distrazione, una delle tante per cui andava famoso, e che fu purtroppo l'ultima. Essendo tornato a casa con una pioggia torrenziale, Ampère mise per distrazione l'ombrello tutto inzuppato d'acqua nel proprio letto sotto le lenzuola. Gli venne una forte polmonite che in pochi giorni lo trasse al sepolcro. (Scarlatti, *Et ab hic et ab hoc*).

* * *

Ampère ebbe una memoria così prodigiosa, che conosceva parola per parola buona parte dei libri della ricca biblioteca di suo padre. Vicino a morire, ad un amico, che gli leggeva alcuni passi dell'« Imitazione di Cristo », lo scienziato disse:

— Non ti affaticare a leggere per me; tanto io ormai quel libro lo so tutto a memoria...

Ed era vero. Per prova si mise infatti a recitare a mente alcune pagine. (Larousse, *Grand dictionnaire universel*).

VIBRA - TONE

strumento musicale elettronico tascabile

a cura di L. BIANCOLI



Questo minuscolo strumento elettronico, le cui dimensioni non superano quelle di due pacchetti di sigarette affiancati, funziona con tre timbri musicali, con una tastiera ad undici note, e con un effetto di «vibrato» molto gradevole. La sua realizzazione è possibile impiegando soltanto tre circuiti integrati, montati su di un supporto di facile allestimento.

In determinate circostanze, per far colpo sugli amici durante un trattenimento, oppure per fare una gradita sorpresa ai bambini, o ancora per poter disporre di un meraviglioso giocattolo, tutto ciò che occorre è il «Vibra-Tone» tascabile.

Realizzato impiegando tre circuiti integrati di tipo economico, e pochi altri componenti, questo strumento permette di ottenere suoni musicali dal timbro molto gradevole, e comprende anche effetti sofisticati di correzione del timbro e di «vibrato», che di solito si riscontrano soltanto negli strumenti musicali molto più complessi e costosi.

Il progetto viene semplificato agli effetti della costruzione con lo impiego di una delle normali basette pre-forate per circuiti sperimentali. In tal modo, è possibile evitare di realizzare il vero e proprio circuito stampato per costruire un unico prototipo, ed è altresì possibile studiare una disposizione dei componenti, oltre a quella che qui suggeriamo, adatta a realizzare la unità in più esemplari. a seconda delle esigenze.

IL FUNZIONAMENTO

Il primo circuito integrato, contrassegnato IC1 nello schema elettrico di **figura 1**, agisce da oscillatore per la produzione della nota fondamentale.

Il condensatore C1 ed una serie di resistori di sintonia, compresa tra R9 ed R19, permettono di variare la frequenza secondo la normale progressione di una scala musicale. Le caratteristiche di questo circuito sono tali che la nota, con una determinata frequenza, viene prodotta ogni qualvolta il puntale della sonda viene messo in contatto diretto con una delle undici piastrine che costituiscono la tastiera.

Dal momento che la capacità C1 è di valore fisso per tutte le note, la frequenza del suono musicale prodotto è proporzionale all'ammontare globale del valore resistivo in serie corrispondente a ciascuna posizione.

Un secondo oscillatore, facente parte del circuito integrato IC3, i cui terminali di collegamento sono numerati da 1 a 7, produce un segnale alla frequenza fissa di circa 6 Hz, determinata dai valori di C3 e di R1. Questo segnale viene filtrato ed attenuato tramite la rete RC costituita da R2 e da C4, dopo di che viene retrocesso al terminale numero 12 dell'oscillatore principale, IC1.

Con questo accorgimento, si ottiene una modulazione periodica della frequenza di ciascuna nota, che costituisce un eccellente effetto di «vibrato».

Il segnale di uscita fornito da IC1, e disponibile ai piedini 5 e 10, passa attraverso il resistore R5, e raggiunge il commutatore SW2, mediante il quale viene inserito questo tono modulante particolare quando è chiuso.

Il medesimo segnale di uscita fornito da IC1 viene inviato anche al terminale numero 2 del secondo circuito integrato, IC2, consistente in un doppio «flip-flop».

Ciascuno di essi, per effetto del normale conteggio basato sul sistema binario, può dividere qualsiasi frequenza del segnale di ingresso esattamente per due.

Questa divisione per due, determina due nuove frequenze, esattamente pari alla metà ed alla quarta parte della frequenza di ingresso; ne deriva che, oltre alla frequenza fondamentale di ciascuna delle undici note, è possibile ottenere altrettante note su due ottave inferiori.

LA VARIAZIONE DEL TIMBRO

Il segnale di uscita fornito dal primo circuito «flip-flop», disponibile sul terminale numero 13 del circuito integrato IC2, permette di ottenere l'ottava immediatamente inferiore a quella delle frequenze fondamentali. Questo segnale, tramite il resistore R6, viene inviato al commutatore SW3.

Il terminale numero 13 del circuito integrato fa però capo anche al terminale numero 6 di IC2, ossia all'ingresso del secondo circuito «flip-flop». Quest'ultima sezione determina una ulteriore divisione per due della frequenza, per cui permette di ottenere altre undici note appartenenti ad una terza ottava, inferiore alla precedente.

I commutatori di gamma, compresi tra SW2 ed SW4, fanno capo ad una linea comune, collegata ai terminali numero 9 e 10 del circuito integrato IC3.

Una parte di quest'ultimo circuito integrato è già stata usata, come si è detto, per allestire l'oscillatore del «vibrato». Tuttavia, esso consiste in un semplice amplificatore di bassa frequenza a due stadi.

Uno dei «gate» (con ingressi ai piedini 9 e 10, e con uscita al piedino 8) costituisce il primo stadio. Il piedino numero 8 fornisce un segnale che viene applicato ai terminali numero 12 e 13, tramite la capacità C5. R4 è invece il resistore che determina l'entità della polarizzazione.

Il segnale disponibile sul terminale numero 14 fa capo direttamente ad un altoparlante avente una bobina mobile con impedenza di 8 Ω.

C6 è un condensatore che ha il compito di sopprimere le oscillazioni a frequenza elevata, che possono sorgere all'interno di questo stadio di amplificazione.

L'intero circuito funziona con una batteria di alimentazione di 3 V, che può essere comodamente costituita da due batterie del tipo «C» (a torcia o di tipo medio), con un consumo di corrente in assenza di segnale pari approssimativamente a 120 mA.

Per quanto riguarda il funzionamento dell'interruttore SW2, occorre precisare quanto segue: quando questo interruttore è aperto, come risulta nello schema elettrico di figura 1, l'effetto di vibrato dovuto al circuito integrato IC3 è escluso, per cui le note prodotte presentano una frequenza costante. In tali circostanze, se sono aperti anche gli interruttori SW3 ed SW4, le note prodotte appartengono all'ottava più elevata.

Chiudendo l'interruttore SW3, la frequenza delle note prodotte viene spostata sull'ottava media, mentre chiudendo anche il commutatore SW4, la frequenza delle note viene spostata sull'ottava più bassa.

Chiudendo infine l'interruttore SW2 mentre restano aperti gli altri due, si ottiene semplicemente la aggiunta del «vibrato» alle note prodotte con l'ottava più alta. Infine, chiudendo anche gli interruttori SW3 ed SW4 si ottengono rispettivamente l'ottava media o quella bassa, con l'aggiunta del «vibrato».

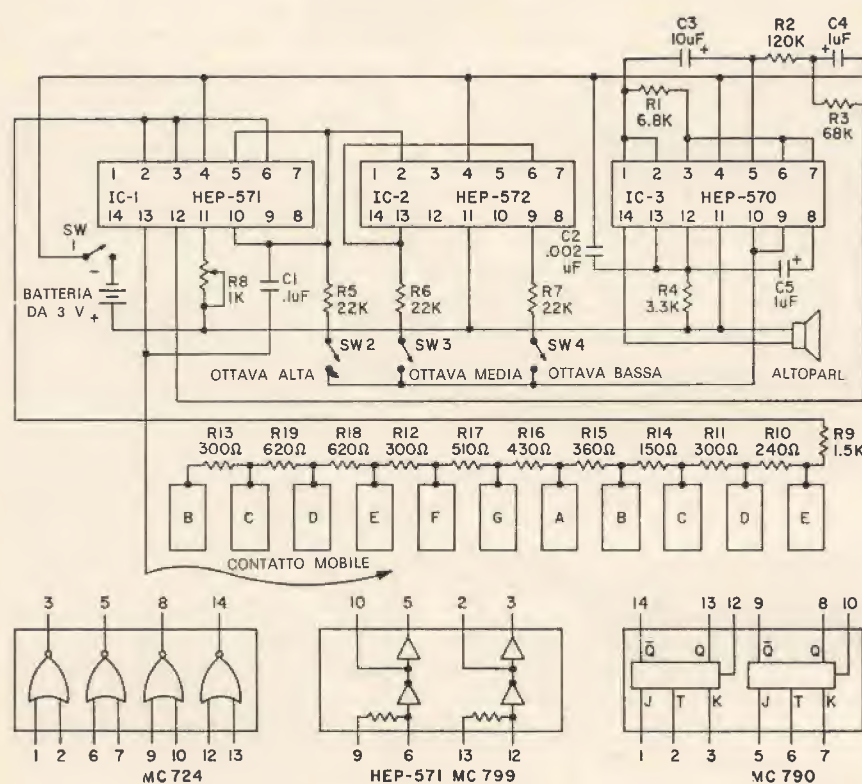


Fig. 1 - Schema elettrico completo del «Vibra-Tone». Il circuito consiste in tre circuiti integrati, ed in pochi altri componenti, che possono essere facilmente montati su di una basetta di materiale isolante. In basso sono rappresentati gli schemi semplificati dei tre circuiti integrati, in modo da chiarire la destinazione dei diversi terminali.

LA COSTRUZIONE

La basetta di supporto può avere l'aspetto visibile nella fotografia di **figura 2**, che mette in evidenza anche la disposizione dei componenti, nonché la struttura dell'involucro esterno, e la posizione dello altoparlante, del porta-batterie, dell'interruttore generale e dei com-

mutatori, tramite i quali viene controllato il funzionamento del dispositivo.

In pratica, si tratta di piegare tutti i terminali dei componenti ad angolo retto rispetto all'asse longitudinale di ciascuno di essi, inserirli in una coppia di fori rispettando la disposizione illustrata, ed eseguire le connessioni dal lato opposto, impiegando brevi tratti di conduttore di rame stagnato, isolato in plastica.

Per quanto riguarda i circuiti integrati, in linea di massima la distanza tra i fori della basetta preforata corrisponde alla distanza tra i terminali stessi, per cui ciascuno di essi può essere inserito in un foro, piegato dal lato opposto, e tagliato per la lunghezza in eccesso. Naturalmente, se la lunghezza del terminale sporgente dal lato opposto è sufficiente per raggiungere il punto al quale deve far capo, è opportuno evitare di tagliarlo, ed usare lo stesso terminale per eseguire direttamente la connessione.

La **figura 3** riproduce l'aspetto del lato opposto della basetta preforata, e chiarisce la tecnica costruttiva adottata da chi ha realizzato il prototipo, descritto su Electronics Hobbyist, impiegando il ben noto metodo del circuito stampato, realizzato con un semplice procedimento di incisione fotografica. Sulla destra si notano le strisce di rame che costituiscono gli undici contatti tramite i quali vengono prodotte le diverse note.

Questi contatti possono essere facilmente allestiti incollando con del buon mastice adesivo dei rettangoli di rame sul lato isolato della basetta, ed effettuando poi le connessioni nel modo convenzionale, impiegando tratti di conduttore in rame stagnato in plastica, oppure seguendo il medesimo procedimento seguito dall'Autore, realizzando il circuito stampato nel modo illustrato.

Una volta preparato il circuito, facendo molta attenzione ad identificare correttamente i terminali dei circuiti integrati, e dopo aver sistemato tutti i resistori nelle posizioni illustrate, occorre naturalmente controllare l'intero schema, e verificare soprattutto che i condensatori elettrolitici siano stati montati con la polarità corretta.

I resistori di sintonia compresi tra R9 ed R19 devono presentare con la massima precisione possibile il valore indicato, e la loro tolleranza deve essere pari a ±5%, come è specificato nell'elenco dei componenti. Con questo accorgimento, è possibile ottenere una esatta corrispondenza delle frequenze delle diverse note, anche se, in definitiva, le undici note di ciascuna ottava possono non corrispondere perfettamente a quelle ottenibili nella medesima ottava con altri strumenti musicali di tipo convenzionale.

In ogni modo, si rammenti che il resistore variabile R8, del valore di 1.000 Ω, permette di eseguire una unica operazione di messa a punto, nei confronti delle undici note di ciascuna ottava.

A montaggio ultimato, dopo aver collegato la batteria di alimentazione rispettandone attentamente la polarità, si noterà in primo luogo che, chiudendo l'interruttore generale SW1, si deve udire un leggero «click» tramite l'altoparlante, senza però la produzione di alcuna nota, a meno che il contatto mobile facente capo al terminale numero 13 del circuito integrato IC1 e ad uno dei terminali del condensatore C1 non venga messo in contatto diretto con una delle undici piastrine metalliche con le quali vengono prodotte le diverse note.

A tale riguardo, si rammenti che le lettere dell'alfabeto che contraddistinguono ciascuna piastrina nello schema elettrico di figura 1 sono quelle normalmente adottate nei paesi anglosassoni, per distinguere le note tra loro. Per chi non lo sapesse, la lettera «A» identifica il «La», che viene considerato come nota iniziale di ciascuna ottava. Di conseguenza, la lettera «B» identifica il «Si», la «C» identifica il «Do», la «D» identifica il «Re», la «E» il «Mi», la «F» il «Fa», ed infine la «G» il «Sol».

LA MESSA A PUNTO

La figura accanto al titolo rappresenta l'apparecchio interamente montato, e fornisce un'idea abbastanza evidente di come può essere usato. Predisponendolo sul tavolo nella posizione illustrata, e tenendo con una mano un contatto metallico applicato all'estremità del conduttore flessibile, è possibile toccare una qualsiasi delle undici piastrine, ciascuna delle quali determina la produzione di una nota. Sul

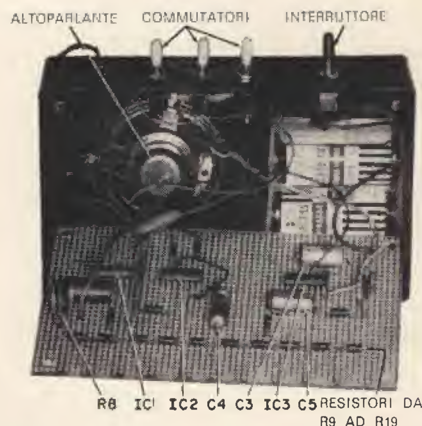


Fig. 2 - La fotografia illustra l'apparecchio dopo il montaggio, e mette in evidenza sia la posizione dei diversi componenti sulla basetta, sia la posizione dell'altoparlante, delle batterie, e dei dispositivi esterni di controllo. Si noti in alto a sinistra il conduttore flessibile mediante il quale si realizza il contatto con cui vengono prodotte le diverse note.

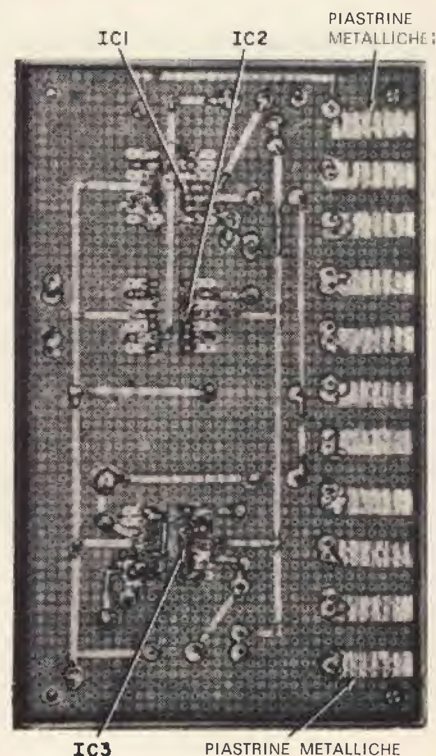


Fig. 3 - Basetta vista dal lato opposto a quello recante i componenti, vengono messe in evidenza tutte le connessioni eseguite, in questo caso, col sistema del circuito stampato.

pannello frontale è visibile l'interruttore di accensione generale, e sono anche visibili i tre commutatori, mediante i quali è possibile inserire il «vibrato», oppure abbassare la frequenza delle undici note, rispettivamente di una o di due ottave.

Dopo aver controllato le tensioni, e dopo aver riscontrato che collegando il terminale flessibile ad una delle undici piastrine si ottiene la produzione di una nota, tutto ciò che occorre fare è regolare il valore di R8, in modo che il «La» il cui contatto fa capo al punto di unione tra R15 ed R16 corrisponda alla stessa nota prodotta dal «La» ottenibile con qualsiasi altro strumento musicale già intonato.

Una volta regolato il valore di R8, se la progressione dei valori resistivi compresi tra R9 ed R19 è quella esatta, toccando qualsiasi altro contatto è possibile ottenere la nota corrispondente, cosa facilmente verificabile seguendo l'intera ottava, di semitono in semitono.

Chiudendo poi alternativamente i due commutatori che modificano l'ottava, è facile riscontrare la possibilità di produrre le stesse note, un'ottava più in basso, oppure due ottave più in basso.

In definitiva, lo strumento permette di disporre di tre ottave, costituite ciascuna di sette note, e da cinque semitoni. Con la disponibilità di queste tre ottave, inseribili con la mano libera mediante gli appositi commutatori, è praticamente possibile suonare qualsiasi motivo.

L'ultimo controllo da eseguire è quello del «vibrato». Chiudendo il relativo commutatore, e producendo una nota qualsiasi, se ne deve riscontrare la modulazione di frequenza, con variazioni del timbro di circa sei volte ogni minuto secondo.

Se questo effetto di «vibrato» fosse troppo pronunciato, soprattutto nei confronti delle due o tre note di frequenza più bassa, occorre modificare il valore del resistore R3. Aumentando questo valore, diminuisce l'effetto del «vibrato», e viceversa.

Per concludere, non resta che citare un eventuale perfezionamento dell'intero circuito. Se si considera che ciascuna nota viene prodotta creando con una mano il contatto tra il conduttore flessibile e una delle undici piastrine, ed inserendo con l'altra mano alternativamente uno dei tre commutatori, compresi tra SW2 ed SW4, è intuibile che l'intero strumento può essere allestito anche provvedendo una tastiera costituita da un totale di quattordici tasti, anziché undici. In tal caso, i primi tre tasti, disposti a sinistra della tastiera possono essere sostituiti ai tre commutatori citati, facendo in modo che la loro pressione determini la chiusura del relativo interruttore. Gli altri undici tasti costituiscono invece la normale tastiera, che può essere costruita rispettando la disposizione dell'ottava sulla tastiera di un pianoforte, ossia attribuendo un colore bianco ai tasti che corrispondono ai toni interi, ed il colore nero ai tasti che corrispondono ai semitoni.

In questo caso, lo strumento può essere suonato con entrambe le mani, facendo in modo che la mano destra produca direttamente le varie note, e che la sinistra agisca alternativamente sul commutatore del vibrato, oppure su quelli delle ottave, in modo da estendere la gamma delle frequenze, per consentire l'impiego di note non appartenenti all'ottava principale.

Volendo — infine — è possibile anche allestire una tastiera costituita da trentasei tasti, facendo però in modo che i dodici tasti più a destra, corrispondenti all'ottava più alta, chiudano un solo circuito ciascuno, e che i dodici tasti della ottava centrale ne chiudano due, mentre quelli dell'ottava più bassa ne chiudono tre.

In tal caso, è evidente che premendo un tasto dell'ultima ottava si ottiene una nota alla frequenza originale; premendo invece un tasto dell'ottava centrale, uno dei contatti inserisce la nota originale, mentre l'altro chiude il circuito del primo divisore di frequenza. Premendo poi un tasto della prima ottava, un contatto inserisce la nota alla frequenza originale, mentre gli altri due inseriscono simultaneamente i due divisori di frequenza.

E' così possibile ottenere l'intero effetto con un'unica tastiera, sopprimendo i commutatori SW3 ed SW4. Occorre però lasciare il solo SW2, che servirà per inserire o escludere l'effetto di vibrato.

In altre parole, è un'idea che può essere sviluppata in diversi modi, a seconda dell'inventiva e delle capacità del Costruttore.

Un'altra modifica di una certa utilità può consistere nell'alterare i valori resistivi che determinano la frequenza delle note originali, in modo da ottenere direttamente una ottava più alta, e nell'aggiungere un terzo divisore di frequenza, per estendere la gamma a quattro ottave.

Lo strumento è come abbiamo visto di facile costruzione, non comporta una spesa eccessiva, e — una volta costruito — potrà funzionare in modo stabile per un lungo periodo di tempo, col massimo diletto da parte sia del costruttore, sia di chi lo riceve in dono.

ELENCO DEI COMPONENTI

R1	=	6.800 Ω - 0,25 W
R2	=	120.000 Ω - 0,5 W
R3	=	68.000 Ω - 0,25 W
R4	=	3.300 Ω - 0,25 W
R5	=	22.000 Ω - 0,25 W
R6	=	22.000 Ω - 0,25 W
R7	=	22.000 Ω - 0,25 W
R8	=	«trimmer» potenziometrico da 1.000 Ω
R9	=	1.500 Ω - 0,25 W - 5%
R10	=	240 Ω - 0,25 W - 5%
R11	=	300 Ω - 0,25 W - 5%
R12	=	300 Ω - 0,25 W - 5%
R13	=	300 Ω - 0,25 W - 5%
R14	=	150 Ω - 0,25 W - 5%
R15	=	360 Ω - 0,25 W - 5%
R16	=	430 Ω - 0,25 W - 5%
R17	=	510 Ω - 0,25 W - 5%
R18	=	620 Ω - 0,25 W - 5%
R19	=	620 Ω - 0,25 W - 5%
C1	=	condensatore in «Mylar» da 0,1 μF - 150 V
C2	=	condensatore ceramico a disco da 0,002 μF - 150 V
C3	=	condensatore elettrolitico da 10 μF - 10 V
C4 C5	=	condensatore elettrolitico da 1 μF - 10 V
IC1	=	circuito integrato tipo HEP-571, oppure MC799 o equivalente
IC2	=	circuito integrato HEP-572, oppure MC790 o equivalente
IC3	=	circuito integrato HEP-570 oppure MC724 o equivalente
B1	=	due batterie da 1,5 V, in serie tra loro

GLI EFFETTI SONORI NELL'ORGANO ELETTRONICO

a cura del dott. A. RECLA

LA CHITARRA HAVAIANA

L'articolo tratta di sistemi adatti per ricavare dall'organo elettronico vari effetti sonori. I circuiti descritti, sono impiegati dai costruttori di organi e possono venire applicati anche all'organo autocostruito.

Uno degli effetti sonori più interessanti da imitare è quello della chitarra havaiana. Esso è differente da quello di una chitarra normale per il fatto che mentre in questa i toni mantengono una nota costante e le varie note si ottengono variando la lunghezza delle corde, nella chitarra havaiana invece si passa da una nota all'altra « scivolando » sulle corde. Con la chitarra normale nei toni corrispondenti alle varie note è possibile introdurre il tremolo a seconda del carattere della musica. Nella chitarra havaiana ogni tono contiene un vibrato il quale viene inserito dopo un breve tempo come mostra la fig. 1a, scivolando lungo la corda.

Questo tipo di suono è difficile da ottenere in un organo elettronico perchè occorrerebbe disaccordare gli oscillatori. Si è riscontrato però che il suono di una chitarra havaiana può venir imitato abbastanza bene introducendo il vibrato, con un certo ritardo, come è indicato in fig. 1b.

Volendo imitare nel modo più perfetto possibile il suono della chitarra havaiana, occorre ricorrere a due sistemi concomitanti. Anzitutto bisogna che ogni suono venga ottenuto con percussione. Premendo un tasto il suono raggiunge velocemente la sua ampiezza massima, diminuendo poi con funzione logaritmica (fig. 1c). Subito dopo che la percussione ha raggiunto la sua massima intensità, viene inserito il vibrato; in questa maniera si ottiene l'imitazione del suono della chitarra havaiana.

L'applicazione dell'effetto « chitarra havaiana » riesce meglio nell'organo a due tastiere poichè si può inserire il vibrato e la percussione nella tastiera supe-

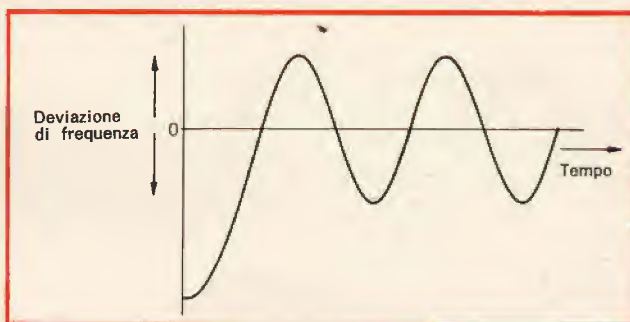


Fig. 1 a - Andamento della frequenza di un tono della chitarra havaiana ottenuta scivolando sulle corde.

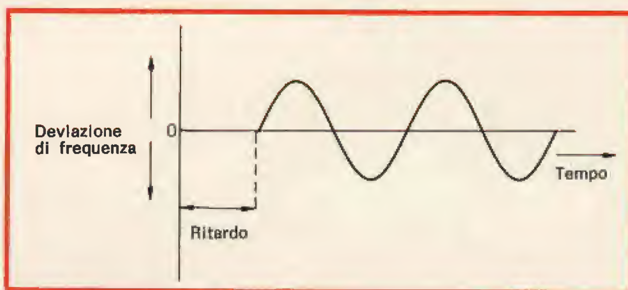


Fig. 1 b - Andamento della frequenza dello stesso tono imitato da un organo elettronico.

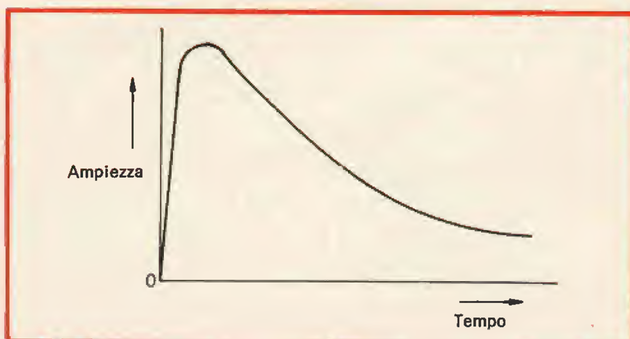


Fig. 1 c - Dopo aver premuto un tasto l'ampiezza sale rapidamente e poi decresce logaritmicamente.

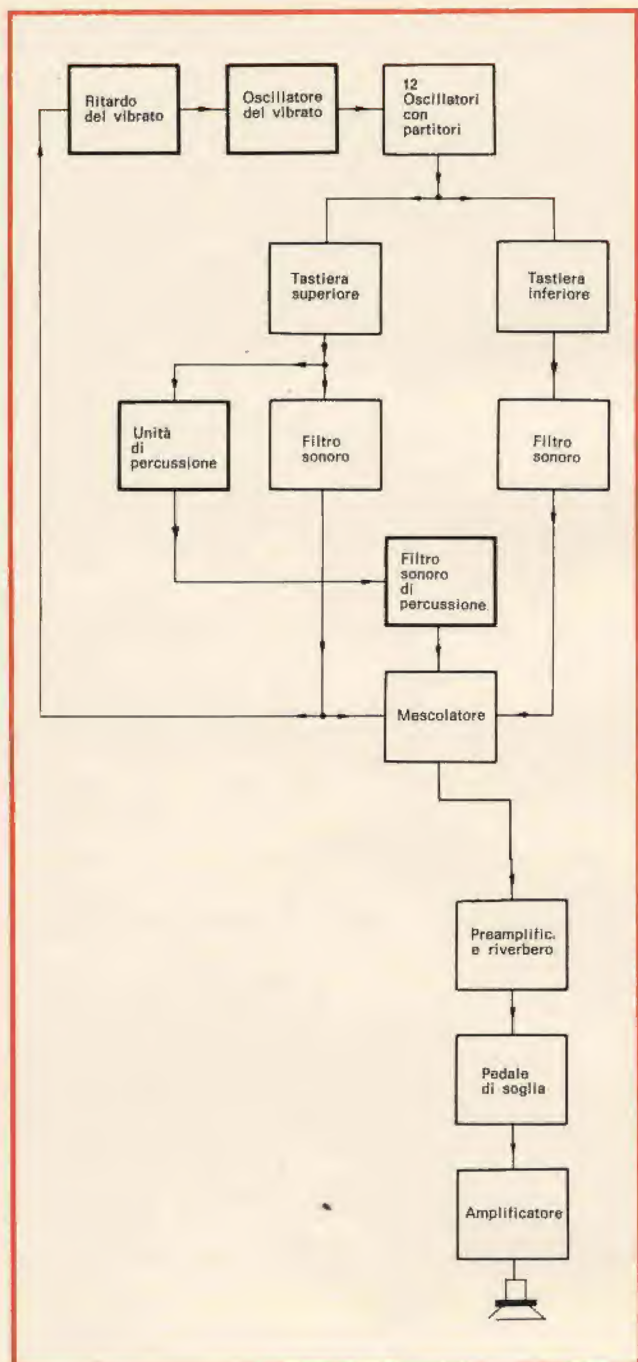


Fig. 2 - Schema a blocchi di un organo a due tastiere che mostra dove vengono inserite le unità di percussione e di vibrato.

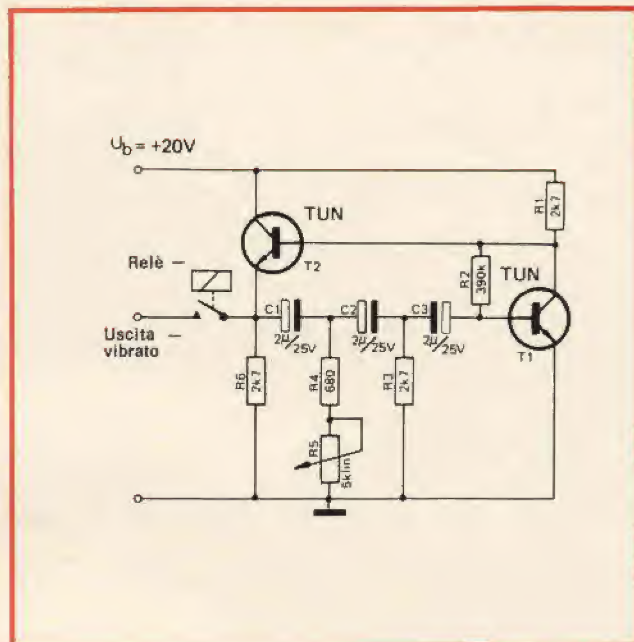


Fig. 4 - Questo semplice oscillatore per vibrato può essere impiegato indipendentemente dal tipo di organo.

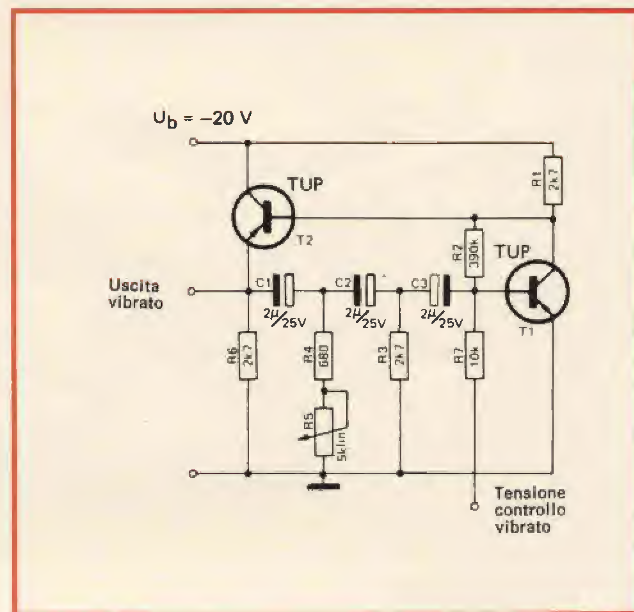


Fig. 5 - Controllo della tensione in un oscillatore RC per vibrato.



Fig. 3 - Schema a blocchi dell'unità di ritardo del vibrato.

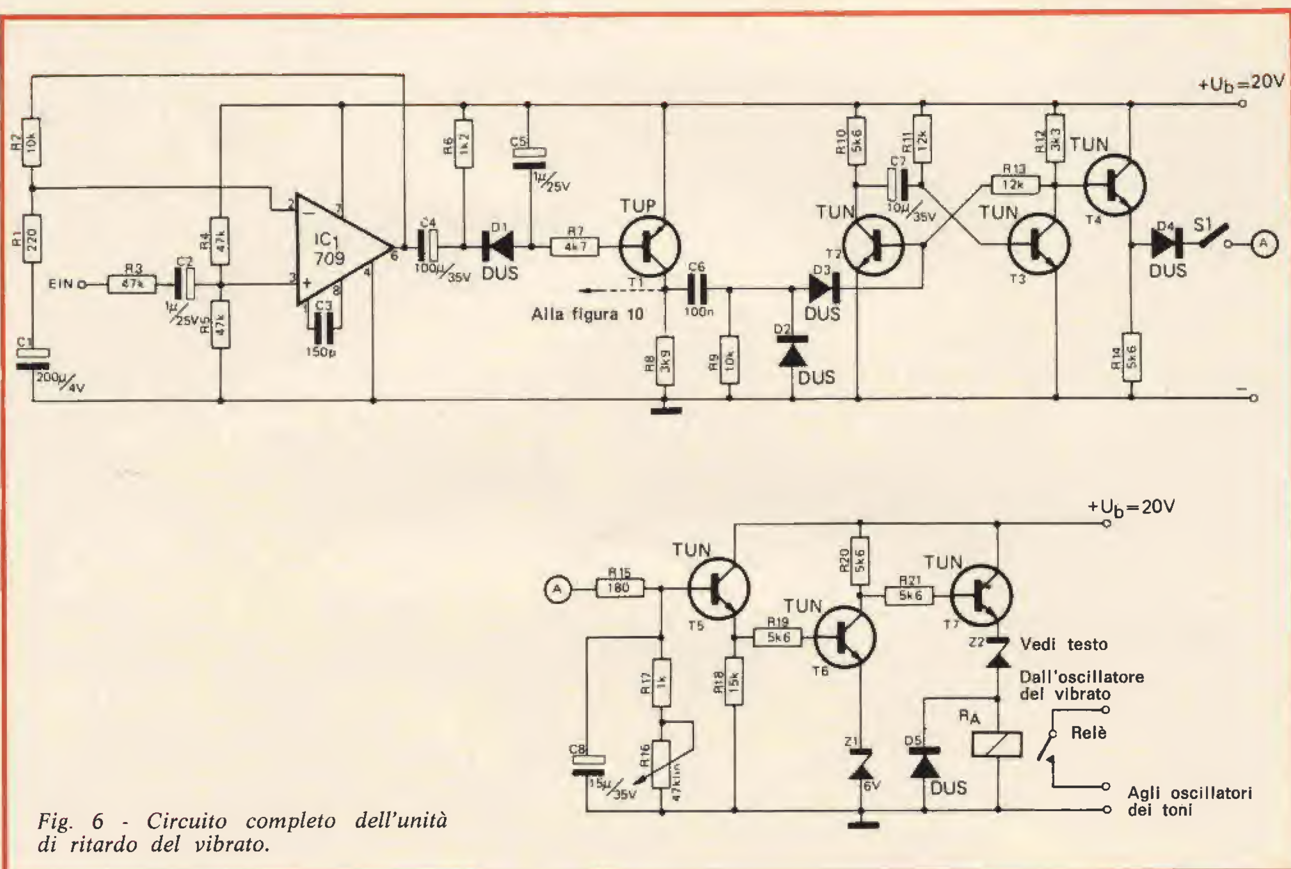


Fig. 6 - Circuito completo dell'unità di ritardo del vibrato.

riore, mentre sulla tastiera inferiore vengono suonati gli accordi e l'accompagnamento ritmico. La fig. 2 mostra lo schema a blocchi di un organo equipaggiato con queste due tastiere. Il segnale di controllo per la unità di ritardo del vibrato viene prelevato dopo i filtri della tastiera superiore. L'unità di percussione è posta direttamente dopo i contatti della tastiera superiore, cosicchè il segnale attraverso i filtri di percussione, arriva al circuito mescolatore per la tastiera superiore e inferiore.

METODO UNIVERSALE PER OTTENERE IL RITARDO DEL VIBRATO

Lo schema a blocchi di fig. 3 spiega come si forma il vibrato. Il segnale dell'organo prelevato dai filtri sonori percorre anzitutto un amplificatore che serve per ricavare un segnale con ampiezza sufficiente. Il segnale passa poi attraverso un rettificatore associato ad un formatore d'impulso. Siccome non in tutti gli organi dopo i filtri sonori esiste un segnale con sufficiente ampiezza, questo amplificatore, in un apparecchio di impiego universale, è indispensabile.

Il formatore d'impulso ricava, dal segnale rettificato, un impulso per ogni tono dell'organo.

Questi impulsi eccitano un multivibratore monostabile che fornisce poi una tensione rettangolare con impulsi di ampiezza e larghezza costanti. La tensione rettangolare serve per caricare un condensatore che rappresenta la memoria analogica. Il circuito è dimensionato in modo che il condensatore viene sempre caricato completamente mediante un singolo impulso dal multivibratore monostabile. Il multivibratore monostabile fornisce, nell'istante del tocco del tasto, l'impulso che carica completamente il condensatore. Se il multivibratore monostabile ritorna nella sua posizione stabile il condensatore si scarica e se non arriva subito un impulso dal nastro, il condensatore si scarica completamente.

Il condensatore di accumulo è seguito da un sistema di circuiti. La tensione sull'uscita dello stadio di commutazione varia ad impulso quando il condensatore è scarico a ca. due terzi. L'impulso di tensione, all'uscita dello stadio di commutazione, viene trasformato nello stadio pilota del vibrato, in modo da ottenere una tensione di commutazione che viene inviata all'oscillatore del vibrato oppure comanda un contatto meccanico, posto sull'uscita dell'oscillatore del vibrato.

IL COMANDO DEL VIBRATO

Un metodo universale per comandare il vibrato consiste nell'impiego di un relè. La fig. 4 mostra il circuito di un oscillatore musicale sulla cui uscita è posto un contatto del relè. Questo è il sistema di gran lunga più semplice per comandare il vibrato essendo indipendente dal circuito di commutazione dell'organo. Però non tutti i normali relè plurimi si prestano a tale scopo perchè generano dei disturbi e inoltre essi rispondono con un certo ritardo.

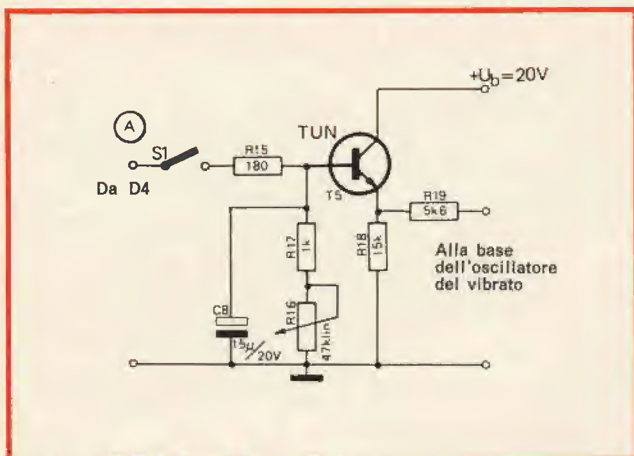


Fig. 7 - Disposizione semplificata del circuito secondo la fig. 6 per organi i cui oscillatori si prestano per controllo di tensione.

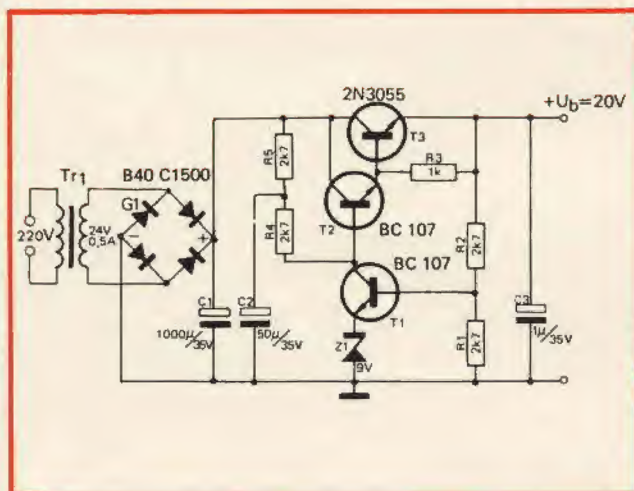


Fig. 8 - Circuito dell'alimentatore nel quale per il 2N3055 non occorre il radiatore termico.

Se l'organo è provvisto di un generatore RC a transistore per il vibrato, si può eliminare il relè e l'oscillatore può venir pilotato da una tensione. La fig. 5 mostra un semplice metodo per pilotare un simile oscillatore. L'oscillazione cessa quando attraverso R7 si porta il transistore T1 in completa saturazione oppure in interdizione. Con i transistori PNP la tensione di pilotaggio deve essere fortemente negativa ovvero positiva.

Veramente con questo metodo occorre prendere in considerazione un particolare importante. Il circuito per il controllo diretto del vibrato (fig. 7), carica alternativamente l'oscillatore cosicchè può intervenire una variazione della frequenza dell'oscillatore oppure una completa esclusione dell'oscillatore. In questo caso si può rimediare aumentando il valore di R7 e R2 (fig. 5) ed eventualmente anche di R18 (fig. 7).

L'UNITÀ DI RITARDO DEL VIBRATO

Uno schema universale impiegabile per l'inserzione del vibrato è indicato in fig. 6. Questo circuito può venire impiegato sia con l'organo elettronico che con l'organo Hammond.

L'amplificatore d'ingresso (fig. 6) consta di un circuito integrato del tipo 709 (C) che, in questo circuito, viene alimentato da una sorgente unica. Nel presente caso ciò è possibile poichè l'ingresso da non invertire è collegato, tramite un partitore di tensione, con due resistori uguali su metà tensione di alimentazione.

Il segnale dell'organo arriva attraverso la rete di accoppiamento R3-C2 all'ingresso da non invertire. In un organo a due tastiere il miglior modo di prelevare il segnale è all'uscita del filtro dei suoni dalla tastiera superiore. L'impedenza d'ingresso dell'amplificatore ammonta a ca. 60 kΩ e, se necessario, può venir aumentata elevando il valore di R4 e R5 a quello massimo di 220 kΩ.

Il segnale d'ingresso dell'amplificatore deve essere ca. 50 V.

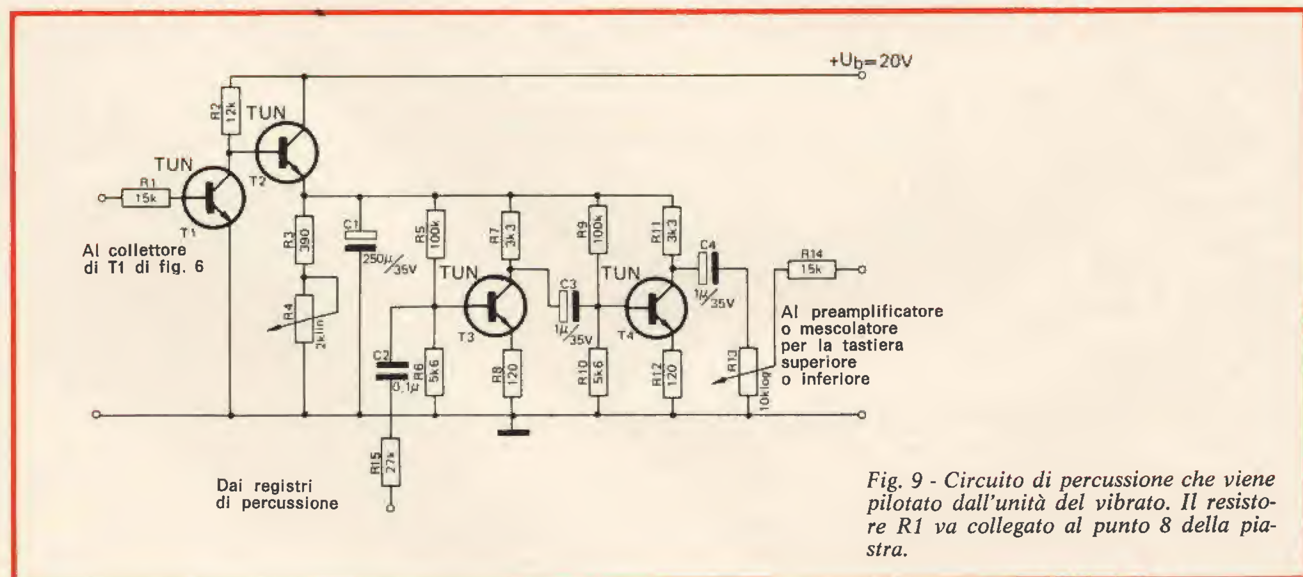


Fig. 9 - Circuito di percussione che viene pilotato dall'unità del vibrato. Il resistore R1 va collegato al punto 8 della piastra.

Il diodo D1 serve come raddrizzatore per il segnale d'uscita dall'amplificatore e C5 viene caricato con la tensione raddrizzata. Durante il periodo di carica, T1 va in conduzione e l'impulso di commutazione sul collettore viene differenziato con C6 e R9 mentre il diodo D2 riceve l'impulso negativo.

C5 e R7 sono dimensionati in modo che, pur suonando molto velocemente battendo un tasto, si forma un impulso che però non causa nessuna serie di impulsi su R9 sulla frequenza inferiore dell'organo. Il multivibratore monostabile consta di T1 e T3. Il segnale d'uscita del multivibratore viene prelevato tramite l'accoppiamento dell'emettitore T4 e arriva attraverso D4, S1 e R15 sul condensatore di accumulo C8. Il commutatore S1 avvia il circuito; T3 si blocca con l'impulso su R9 e con ciò l'accoppiatore di emettitore T4 conduce; da notare che l'emettitore è praticamente collegato alla tensione di alimentazione.

Con questa tensione viene caricato il condensatore C8 durante l'impulso del multivibratore monostabile. Appena il condensatore è carico il transistore T5, collegato come accoppiatore di emettitore, conduce. Arrivando sulla base di T6 una tensione positiva, il transistore diviene conduttivo quando la tensione sulla sua base diventa maggiore della somma della tensione di soglia del transistore e della tensione dello Zener ($U_{BE} + U_Z$).

Il diodo Zener stabilisce con quale tensione T6 deve commutare e siccome in definitiva ciò dipende dalla tensione su C8, mediante la tensione dello Zener determina un punto sulla porzione ripida della curva logaritmica favorevole per la carica e la scarica di C8. Quando il transistore diviene conduttivo la tensione sul suo collettore diviene circa uguale alla tensione dello Zener Z1. T7 poi si blocca perché il potenziale sulla sua base diviene negativo rispetto alla tensione dell'emettitore. Il relè nel collegamento di emettitore di T7 ha un contatto di lavoro che, anche in questo caso, è aperto poichè essendo T7 bloccato non passa nessuna corrente.

Se ora C8 si scarica attraverso R16 + R17, ad un certo istante T6 si blocca; quindi T7 conduce azionando il relè. Chiudendosi il contatto, il segnale di vibrato arriva agli oscillatori musicali. Il diodo Zener Z2 nel collegamento di emettitore di T7 ha una funzione doppia. Ossia di assorbire la differenza fra la tensione di alimentazione e la tensione della bobina del relè e di rendere più ripidi i fianchi di commutazione di T7.

Il dimensionamento del diodo Zener Z2 dipende quindi dai dati delle bobine del relè impiegato; la tensione Zener deve quindi corrispondere alla differenza fra la tensione di alimentazione e quella della bobina. Disponendo di un normale relè con contatto di riposo, lo si impiega al posto di R20 nel collegamento del collettore di T6 eventualmente insieme con una resistenza serie. R21, T7 e Z2 sono perciò inutili; infatti il diodo D5 che protegge il transistore contro gli impulsi induttivi deve naturalmente esistere anche qui.

Impiegando un relè con contatto di riposo, Z1 deve divenire dimensionato secondo gli stessi punti di vista dati per Z2. Non è però consigliabile scegliere una tensione Zener inferiore a 4 V poichè altrimenti risulta compromessa la velocità di commutazione.

Il segnale che esiste dopo R19 può servire per il comando dell'oscillatore vibrato per quanto il circuito dell'organo lo ammetta. La fig. 7 mostra il circuito



Fig. 10 - Circuito stampato visto dal lato rame. (scala 1 : 1)

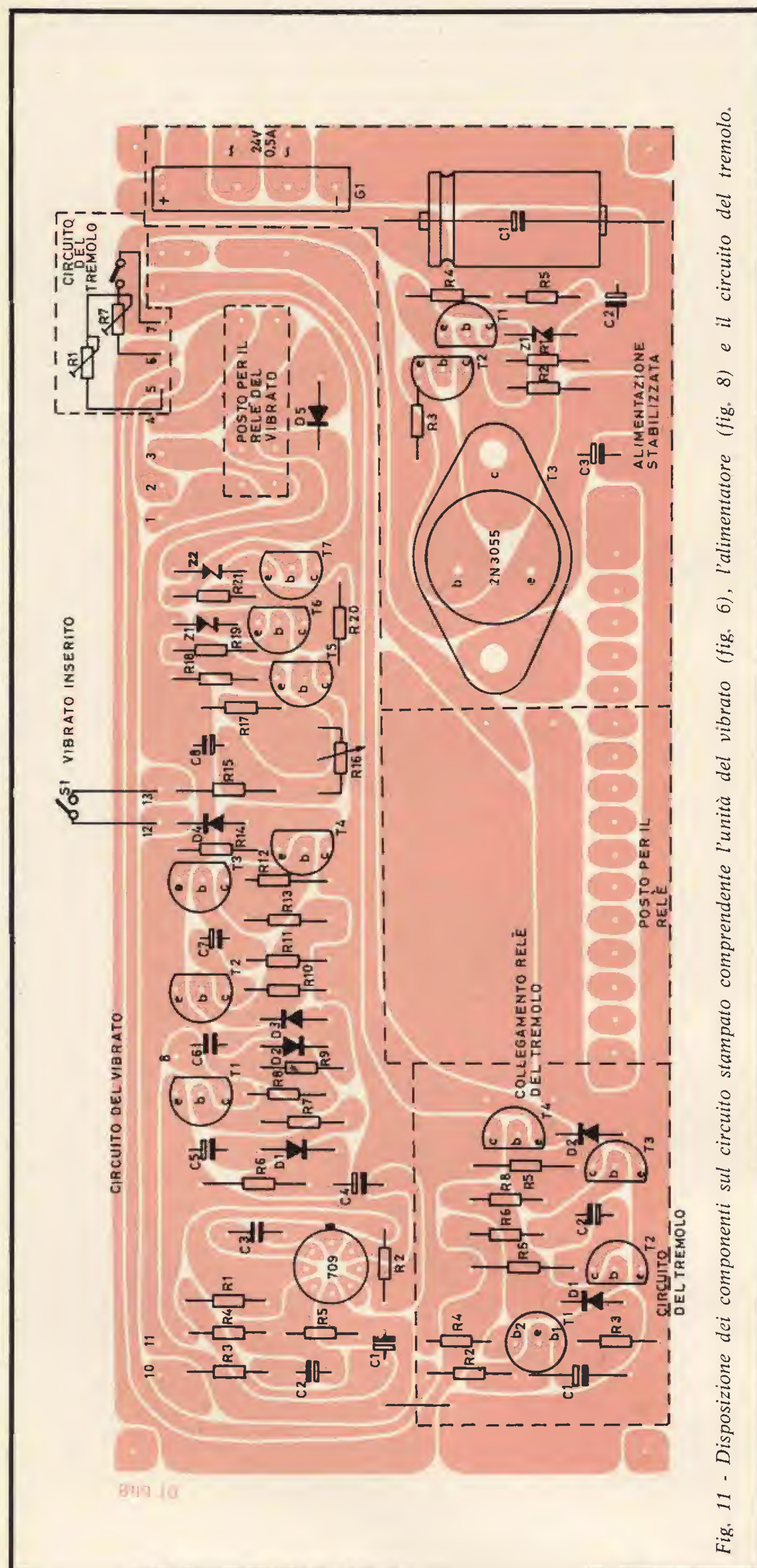


Fig. 11 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato comprendente l'unità del vibrato (fig. 6), l'alimentatore (fig. 8) e il circuito del tremolo.

della sezione di controllo valevole per questo caso, messo in evidenza per la migliore comprensione dello schema completo. Naturalmente tutti i componenti in fig. 6 successivi a R19 vengono a mancare.

La tensione di alimentazione in ogni caso dovrebbe risultare fra 18 e 20 V. L'assorbimento del circuito ammonta a ca. 20 mA di cui la corrente di carica di C8 è prevalente.

CALCOLO DEL CIRCUITO SECONDO LA FIG. 6

L'amplificazione del 709 è uguale al rapporto R2 : R1; se è necessaria una variazione dell'amplificazione ciò può avvenire solo variando il valore di R2. In linea di principio, il gruppo R1 - C1 determina l'andamento di frequenza del circuito integrato.

La durata complessiva della carica di C5 dipende dalla corrente che il circuito integrato può fornire. Per rendere conduttivo T1 la tensione su C5 deve essere:

$$U_{C5} = \frac{Ub/R8}{\beta\ T1} \cdot R7) + U_{BE}\ (T1) \approx 1\ V$$

Se nel circuito integrato IC 709 passa una corrente di uscita media di 20 mA, la durata della carica di C5 risulta

$$t = \frac{Q}{I} = C \cdot \frac{U}{I} = \frac{1 \cdot 10^{-6} \cdot 1}{20 \cdot 10^{-3}}$$

$$= 50\ \mu s\ [F;\ V;\ A]$$

La corrente di uscita del 709 risulta superiore alla suddetta di 20 mA e quindi è assicurato che la durata della carica di C5 può venire trascurata rispetto alla durata del periodo della oscillazione di ogni nota fondamentale generata dall'organo.

Il tempo di salita dell'impulso sul collettore di T1 permane praticamente sempre 1/4 della durata del periodo dell'oscillazione sinusoidale all'entrata del circuito. La massima larghezza dell'impulso della rete differenziale C6 - R9 ammonta a:

$$5 \cdot C6 \cdot R9 = 5\ ms\ [F;\ \Omega]$$

la durata della carica del condensatore di accumulo C8 si calcola in:

$$0 \cdot 69 \cdot R11 \cdot C7 \approx 84\ ms$$

PHILIPS

PHILIPS **Elcoma**



Perchè discutere tanto su un problema già risolto?

I moduli logici Philips della SERIE 30, ad elevata immunità da disturbi, risolvono drasticamente i problemi di rumore



L'eliminazione dai circuiti logici del rumore prodotto all'interno od all'esterno dei medesimi, è un problema che il progettista deve di continuo affrontare.

Non perdete più tempo prezioso per risolvere questo problema! Ci sono i moduli logici Philips **serie 30** ad elevata immunità da disturbi, che lo risolvono per Voi.

Essi infatti rendono immuni i circuiti logici non solo dal cosidetto rumore statico ma anche da quello più temibile prodotto da impulsi spuri in c.a.

La nostra soluzione consiste nell'aver adattato l'immunità al rumore, alla velocità di risposta del sistema. Con i moduli della serie 30 basta infatti inserire nel circuito (quando occorre, naturalmente) un condensatore ritardatore, di valore appropriato, e i problemi di rumore verranno automaticamente eliminati.

La serie 30 oltre ad elementi logici comprende anche temporizzatori, amplificatori di potenza, comando lampada/relé, moduli interfaccia, ed altri accessori, come piastre a circuito stampato, connettori, chassis di montaggio; in una parola, tutto ciò che occorre per realizzare un sistema completo.

Il contenitore è un DIL a 16 o a 20 piedini.

A richiesta possiamo fornirVi tutte le informazioni riguardanti l'impiego di questi moduli.

Philips S.p.A. - Sez. ELCOMA - Rep. Microelettronica Professionale - p.zza IV Novembre, 3 - 20124 MILANO

La durata effettiva per la carica di C8 risulta

$$5 \cdot R15 \cdot C8 \approx 15 \text{ ms } [\Omega; F]$$

Il tempo di scarica di C8 fino alla soglia di commutazione di Z1 è il tempo di ritardo del vibrato. La durata minima ammonta a:

$$1 \cdot R17 \cdot C8 \approx 15 \text{ ms (con } R16 = 0 \ \Omega)$$

mentre la durata massima del ritardo del vibrato è:

$$1 \cdot (R16 + R17) \cdot C8 \approx 84 \text{ ms}$$

ALIMENTAZIONE

Nel caso in cui l'alimentazione del circuito non può venir effettuata attraverso l'alimentatore dell'organo la tensione di alimentazione può venir ricavata dal circuito di fig. 6. La tensione è stabilizzata e può, senza particolari accorgimenti per il raffreddamento di T3, fornire una corrente di 0,5 A; T3 può così venir montato direttamente su di una piastra per circuito stampato. La piastra stampata secondo la fig. 10 è prevista per ricevere il circuito del vibrato di fig. 6 per il circuito universale del tremolo e per l'alimentazione. Solo il trasformatore di alimentazione deve essere tenuto esterno alla piastra. I punti di collegamento per l'interruttore e per il potenziometro del tremolo sono posti sull'angolo esterno della piastra. La superficie libera fra l'alimentatore e il circuito di tremolo è riservata al relè. Le superfici ovali di rame su questo punto servono eventualmente come punti per la saldatura per uno o più relè.

L'INSTALLAZIONE NELL'ORGANO

Il montaggio del circuito per il vibrato in un organo elettronico non dovrebbe comportare notevoli difficoltà. La piastra di fig. 10 dovrebbe venire impiegata anche se il circuito di tremolo non esiste e dovrebbe venir montata in ogni organo, fissata con quattro viti di legno e con opportuni distanziatori. Naturalmente il potenziometro di ritardo per il vibrato può venir montato all'esterno della piastra in un posto opportuno.

I punti di attacco sono contrassegnati come segue: il segnale dell'organo derivato dopo i filtri dei toni va ai punti 10 e 11 (11 = massa); i punti 12 e 13 servono per i terminali per il commutatore di inserzione del vibrato. I terminali 1 e 2 o 3 e 4 sono previsti per il contatto del vibrato. Un attacco del potenziometro per la velocità di tremolo arriva al punto 5, mentre l'attacco per il potenziometro per la larghezza dell'impulso di tremolo arriva sul punto 6. Gli attacchi del cursore e del terminale freddo del potenziometro vengono collegati insieme e vanno attraverso un interruttore al punto 7.

Se l'unità di ritardo del vibrato deve venir montata negli organi Hammond tipo L 100 oppure L 200 è opportuno collegare l'ingresso dell'amplificatore con l'ingresso del riverbero.

L'attacco si trova sotto l'organo. I contatti per il vibrato esterno sono posti in serie con i collegamenti per il vibrato normale. A tale scopo il filo rosso che porta all'interruttore di vibrato viene dissaldato e collegato con un punto di unione (contatto del relè); dall'altro attacco della piastra parte un collegamento al terminale di saldatura libero sull'organo. È possibile collocare la piastra in posizione orizzontale in prossimità della custodia della ruota fonica.

Il trasformatore di alimentazione viene collocato sul fondo dell'organo dopo l'unità di amplificazione allo scopo di eliminare i ronzii. Le connessioni a bassa frequenza alla piastra vengono attorcigliate. La tensione di alimentazione viene prelevata da una presa che si trova a sinistra della custodia e della ruota fonica; gli altri terminali esterni portano la tensione di alimentazione.

VIBRATO COMBINATO CON LA PERCUSSIONE

Come già detto, negli organi elettronici è possibile imitare nel migliore dei modi il suono della chitarra havaiana con la percussione. Gli organi senza percussione possono venire equipaggiati secondo il criterio di fig. 9 che dà un ottimo effetto di percussione.

Il circuito viene pilotato dall'unità del vibrato secondo la fig. 6. Azionando il tasto dell'organo, il collettore di T1 in fig. 6 diviene fortemente positivo. Viene poi eccitato T1 in fig. 9. Questo transistore assieme a R2 rappresenta il partitore della tensione di base di T2. Quando T1 conduce, T2 si sblocca e la tensione di alimentazione non arriva più su C1. Il condensatore si scarica e la tensione di alimentazione dell'amplificatore di percussione rappresentato da T3 e T4, ritorna a 0 V. In questa maniera si ottiene l'effetto di percussione. R4 serve per il controllo della durata di percussione, mentre la potenza può venir regolata con R13. Uno svantaggio di questo metodo nella generazione della percussione, risiede nel fatto che il condensatore C1 viene caricato nelle pause fra due toni dell'organo. Suonando velocemente questo tempo non basta a caricare sufficientemente C1. Questa è una delle ragioni per cui questo sistema non è perfetto; tuttavia vari costruttori di organo lo impiegano per il ritardo del vibrato.

TUN - Transistore Universale NPN			
BC 107	BC 149	BC 183	VN 140
BC 108	BC 170	BC 184	TP 107
BC 109	BC 171	BC 407	TP 108
BC 147	BC 172	BC 408	TP 109
BC 148	BC 182	BC 409	
TUP - Transistore Universale PNP			
BC 153	BC 177	BC 252	TP 252
BC 157	BC 178	BC 253	TP 253
BC 158	BC 179	VP 150	
BC 159	BC 251	TP 251	
DUG - Diodo Universale Germanio			
AA 119	AAY 32	AAZ 18	OA 91
AAY 11	AAZ 15	OA 47	OA 95
AAY 30	AAZ 17	OA 90	
DUS - Diodo Universale Silicio			
1N 914	1N4150	BA 100	OA 202
1N 916	1N4151	BA 182	
1N4148	1N4154	BAX 16	
1N4009	1N4448	OA 200	

UNA FISARMONICA ELETTRONICA

prima parte a cura di FRANTOS

Il montaggio che presentiamo in questo articolo è all'insegna della semplicità e del costo relativamente basso. E' naturale che con queste prerogative non si possono pretendere prestazioni eccezionali. Lo strumento, in pratica, è adatto per allietare le serate fra amici ed i giochi dei bambini.

Questa fisarmonica elettronica non ha nulla a che vedere con la fisarmonica vera e propria. Questo strumento è monofonico e possiede una scala di tredici note, vale a dire una ottava cromatica (di semitono in semitono) più un altro DO dell'ottava superiore.

La fisarmonica elettronica si caratterizza per le seguenti parti:

1) Un generatore di segnali di bassa frequenza, che corrispondono alle note musicali che si vogliono ottenere.
2) Una tastiera.
3) Un amplificatore di bassa frequenza.
4) Alcuni circuiti ausiliari come per esempio: il regolatore di volume, il regolatore di tono, il regolatore di tremolo ecc.
5) Un contenitore dove sistemare il tutto, che abbia, possibilmente, le caratteristiche dello strumento classico che si è voluto imitare.

Vediamo ora di descrivere in modo più dettagliato questi circuiti.

In fig. 1 abbiamo riportato lo schema a blocchi di questo strumento. Naturalmente l'alimentazione può essere a rete o a batterie. Il generatore è formato da un multivibratore il cui schema elettrico è riportato in fig. 2. Dopo il generatore, vi sono i circuiti di regolazione.

L'amplificatore di bassa frequenza e l'altoparlante, di solito vengono montati insieme all'alimentatore. Tutti questi circuiti possono essere racchiusi in un unico contenitore, dove trova posto anche il generatore.

Se l'apparecchio è alimentato a pile, è consigliabile che la potenza non superi 1 W, perché le pile si esaurirebbero troppo rapidamente. L'aggiunta del circuito di tremolo è facoltativa. Nel caso ci fosse, questo circuito deve essere collegato all'ingresso E del generatore e può essere realizzato secondo lo schema elettrico di fig. 3. Come si può vedere, si tratta di un oscillatore sinusoidale con rete di sfasamento RC. Il contenitore può essere simile ad una fisarmonica, naturalmente escludendo il soffietto che non serve; la tastiera può essere uguale a quella di una fisarmonica classica.

IL GENERATORE

Il generatore è un multivibratore astabile che oscilla liberamente e forma dei segnali rettangolari la cui frequenza dipende dal valore del potenziometro RV_1, collegato fra la base del transistore T_2 e il positivo dell'alimentatore.

Con questo circuito è possibile il passaggio da una nota all'altra per mezzo di una variazione progressiva di frequenza o per mezzo di una variazione di banda di un semitono per volta.

Il circuito di figura 4 si deve impiegare nel caso si voglia ottenere una variazione progressiva. Il resistore variabile RV_1 (figura 2) deve essere sostituito con un resistore fisso R13 in serie al potenziometro P1.

Per una ottava completa nella gamma centrale (per

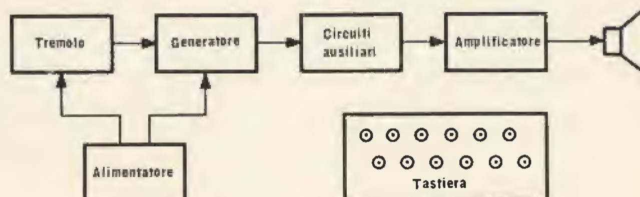


Fig. 1 - Schema a blocchi della fisarmonica elettronica.

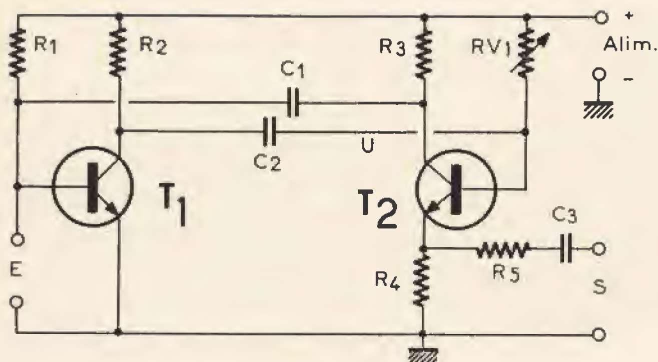


Fig. 2 - Schema elettrico del generatore.

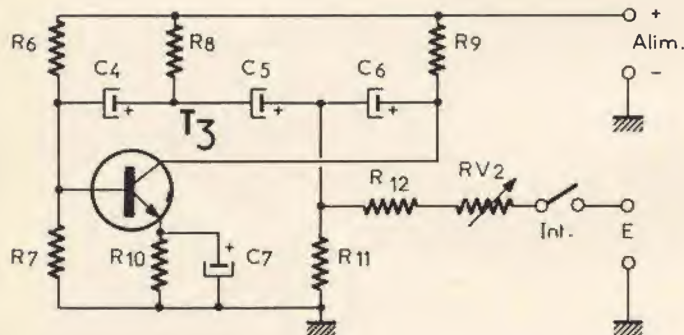


Fig. 3 - Schema elettrico del generatore di vibrato.

Componenti di fig. 3

R_6	=	82 kΩ	R_{10}	=	1 kΩ
R_7	=	10 kΩ	R_{11}	=	4,7 kΩ
R_8	=	47 kΩ	R_{12}	=	100 kΩ
R_9	=	4,7 kΩ	RV_2	=	100 kΩ

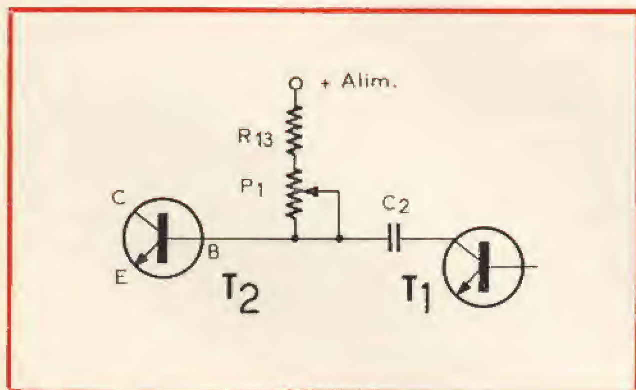


Fig. 4 - Circuito per ottenere una variazione progressiva della frequenza.

esempio verso i 400 ÷ 1000 Hz) si dovranno adottare i seguenti valori:

R_1	=	12 kΩ	P_1	=	200 kΩ
R_2	=	22 kΩ	C_1	=	10 nF
R_3	=	22 kΩ	C_2	=	10 nF
R_4	=	100 Ω	C_3	=	0,1 μF
R_5	=	3,9 kΩ			

Il valore del resistore R_{13} dipende dalla gamma scelta. Nel caso invece in cui si scelga il secondo procedimento, il passaggio da una nota alla successiva si effettuerà con l'aiuto di tasti che metteranno in funzione degli interruttori. Il resistore variabile RV_1 verrà allora sostituito da un resistore fisso collegato in serie con 12 o 13 potenziometri come si può vedere in fig. 5.

Questo circuito è del tutto uguale a quello di fig. 4 solo che il potenziometro P_1 è sostituito da 12 potenziometri (R_{14}) collegati in serie come resistori regolabili; questi sono collegati a un uguale numero di interruttori. La linea XY comune a tutti gli interruttori viene collegata, per mezzo del resistore R_{13}, al positivo dell'alimentazione, la cui tensione può andare da 6 a 12 V.

Come si può vedere sullo schema di fig. 2, il filo U collega la base del transistore T_2, attraverso il condensatore C_2, al collettore del transistore T_1.

Vediamo ora come funziona questo dispositivo di accordo su una determinata nota.

Premendo il pulsante A collegato al condensatore C_2, questo viene collegato al resistore R_{13} che, in pratica, si trova fra la base di T_2 e il positivo dell'alimentatore.

In queste condizioni, l'apparecchio potrà essere accordato, per mezzo di R_{13}, sulla nota di frequenza più elevata. Prendiamo per esempio la nota DO. Quando si rilascia il pulsante A e si preme il B, la resistenza di base di T_2 sarà a + R_{13}.

Ora siccome R_{13} è stata accordata in precedenza sulla nota DO, il potenziometro **a** permetterà di raggiungere un valore necessario per ottenere la nota più bassa SI.

Con lo stesso processo si andrà avanti per ottenere tutte le altre note:

- — LA diesis per mezzo del pulsante C e la regolazione del potenziometro **b.**
- — LA con il pulsante D e il potenziometro **c.**
- — SOL diesis con il pulsante E e il potenziometro **d.**
- — SOL con il pulsante F e il potenziometro **e.**
- — FA diesis con il pulsante G e il potenziometro **f.**
- — FA con il pulsante H e il potenziometro **g.**
- — MI con il pulsante I e il potenziometro **h.**
- — RE diesis con il pulsante J e il potenziometro **i.**
- — RE con il pulsante K e il potenziometro **j.**
- — DO diesis con il pulsante L e il potenziometro **k.**
- — DO inferiore di una ottava al DO precedente con il pulsante M e il potenziometro **l.**

Come si può quindi constatare se vogliamo avere 13 note sono necessari tredici potenziometri e tredici pulsanti. L'apparecchio non funziona fino a quando un qualsiasi pulsante viene premuto, in quanto il collegamento fra la base del transistore T_2 e il resistore R_{13} resta interrotto.

IL TREMOLO

Prendiamo in considerazione lo schema di fig. 3. Il circuito oscillatore RC a sfasamento è realizzato accoppiando il collettore del transistore T_3 alla base di questo stesso transistore per mezzo della rete R_9, C_6, C_5, R_8, C_4, R_6 e R_7.

Questa rete effettua una inversione del segnale per una certa frequenza f_t che corrisponde ai valori degli elementi della rete di inversione (o di sfasamento di 180°).

Dopo essere stati sfasati di 180°, i segnali di collettore risultano in fase con quelli della base.

Per una oscillazione di circa 6 Hz, i valori degli elementi devono essere quelli riportati nella didascalia di fig. 3. L'interruttore serve per includere o escludere il dispositivo di tremolo separando i due circuiti.

AMPLIFICATORI DI PICCOLA POTENZA

Il generatore deve essere seguito da un amplificatore che può essere alimentato dalla rete; si potrà così adottare il circuito di fig. 6 che impiega un circuito integrato tipo TAA900 che dà circa 2 W di potenza d'uscita.

In fig. 7 è riportato il contenitore di questo integrato con i relativi terminali di collegamento. La lunghezza complessiva di questo contenitore è di 19 mm. Le alette di raffreddamento AR devono essere saldate ad un dissipatore metallico di circa 40 x 40 mm.

Il segnale proveniente dal generatore, attraverso il regolatore di volume, viene applicato all'ingresso A dell'amplificatore. Questo segnale viene trasmesso per mezzo del condensatore C_2 al terminale 5 del circuito integrato.

Il condensatore C_1 disaccoppia verso massa il punto 3 e serve per la polarizzazione del punto 5 con R_1 in serie con R_2.

La tensione di alimentazione di 10,5 V viene applicata al punto 1, cioè al positivo, e ai punti di massa 6 e 9 cioè al negativo. Un condensatore C_3 da 470 pF collega i punti 7 e 8 mentre il punto 2 è reso positivo dal resistore R_3 collegato al positivo dell'alimentazione.

Sul punto 10 si ritrova il segnale di bassa frequenza amplificato e il condensatore C_5 trasmette il segnale all'altoparlante da 4 Ω.

Il condensatore C_4 è collegato fra i punti 2 e 10 mentre il resistore R_4 collega i punti 4 e 10. A questo punto restano da montare i resistori R_5, R_6 e il condensatore C_6. Come si sarà notato tutti i componenti di questi circuiti sono del tutto normali e quindi facilmente reperibili in commercio.

ALIMENTATORE DELL'AMPLIFICATORE

In fig. 8 è riportato lo schema elettrico, come si può vedere la stabilizzazione della tensione viene effettuata dal diodo zener e dal transistore.

Sul primario del trasformatore è posto un fusibile e l'interruttore che può essere inserito sul potenziometro di volume.

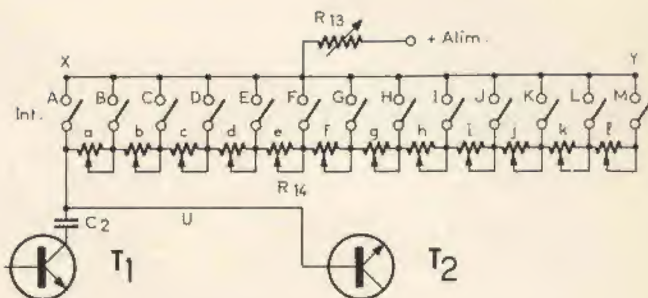


Fig. 5 - Esempio di circuito a 12 note.

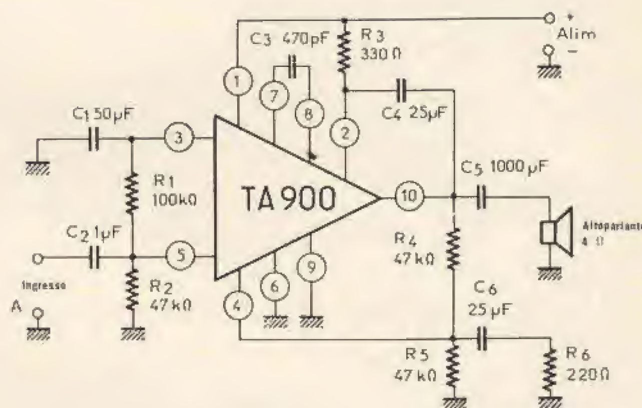


Fig. 6 - Schema elettrico dell'amplificatore di bassa frequenza.

Il secondario del trasformatore deve dare 9 V ai capi del ponte raddrizzatore formato da 4 diodi (tipo AEG B30 C 600 KP). Il positivo si trova sui catodi e il negativo sugli anodi dei diodi del ponte. Il condensatore C serve a filtrare la tensione raddrizzata. Il transistore, montato come regolatore serie, assicura la stabilizzazione della tensione, mentre la tensione di polarizzazione della base B è stabilizzata per mezzo del diodo zener Z.

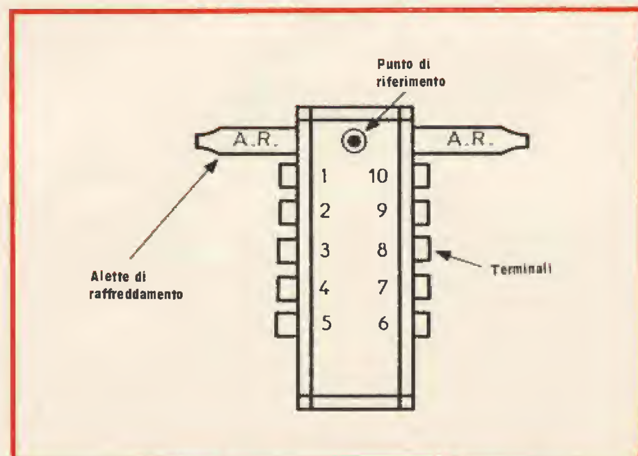


Fig. 7 - Contenitore del circuito integrato TAA 900 visto da sotto.

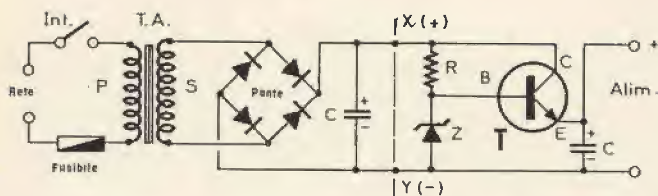


Fig. 8 - Schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato.

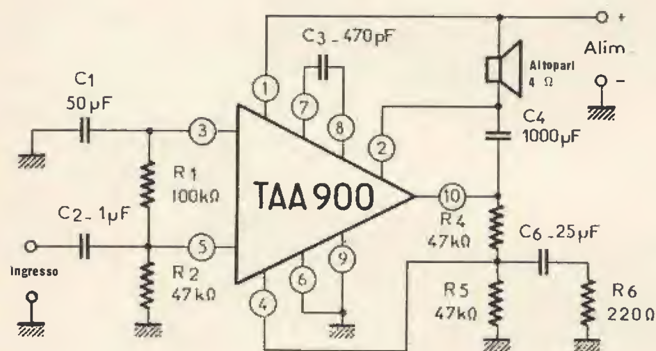


Fig. 9 - Variante dello schema elettrico dell'amplificatore di bassa frequenza.

Il transistore è di tipo AC175 e il diodo zener è di tipo BZY85/C11. Il trasformatore può essere di qualsiasi tipo di bassa potenza. Nel caso lo si volesse costruire, per il primario si dovrebbero avvolgere 2200 spire di filo di rame da 0,2 mm, mentre per il secondario basteranno 100 spire di filo da 0,9 mm. Il nucleo può essere il tipo M55 della Telefunken. I condensatori C e C_2 avranno un valore di 500 μF, mentre il resistore R è da 220 Ω.

La tensione di questo alimentatore resta costante anche se la corrente varia da 0 a 350 mA. Nel caso in cui la tensione di rete abbia una variazione del + 10%, la variazione della tensione di uscita è di solo 0,7 V, quindi si avrà una stabilizzazione della tensione, rispetto alla variazione della tensione di rete, e della corrente, rispetto alla corrente erogata.

ALIMENTATORE NON STABILIZZATO

Si può considerare lo stesso circuito di fig. 8 ma soltanto la parte a sinistra della linea tratteggiata (X — Y); in questo caso la tensione di uscita dell'alimentatore viene prelevata ai capi del condensatore di filtro C da 1000 μF (cioè nei punti X e Y).

Il trasformatore di alimentazione e il ponte sono gli stessi. Il circuito di amplificazione riportato in fig. 6 può essere alimentato sia con l'alimentatore non stabilizzato che con quello stabilizzato. Nel nostro caso adotteremo il circuito amplificatore di fig. 9 che è

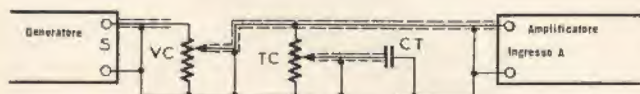


Fig. 10 - Schema elettrico dei circuiti di volume e di tono.

uguale al precedente di fig. 6 tranne che per il collegamento dell'altoparlante. Nel caso l'alimentazione non sia stabilizzata, la tensione d'alimentazione non è costante, in questo caso il suo valore varia con la corrente che esso fornisce all'amplificatore di fig. 6.

Prendiamo in considerazione il circuito di fig. 9; in confronto a quello di fig. 6 è stato eliminato il resistore R_3, il valore del condensatore C_4 è stato variato, invece di 1000 μF si è portato a 25 μF, ed infine è stato eliminato il condensatore C_5.

IL CIRCUITO DI VOLUME E DI TONO

Questo circuito viene inserito fra l'uscita del generatore di fig. 2 e l'ingresso di uno dei due circuiti amplificatori di fig. 6 o fig. 9.

In fig. 10 è riportato lo schema del circuito di volume e di tono; VC è un potenziometro da 10 kΩ logaritmico a carbone. Le due estremità sono collegate all'uscita del generatore mentre il cursore è collegato all'ingresso dell'amplificatore.

La regolazione del tono si effettua mediante il potenziometro TC da 20 kΩ lineare a carbone collegato fra la massa e il cursore del potenziometro VC. Come si vede dallo schema, il cursore di TC è collegato a un condensatore il cui valore può variare da 50 nF a 0,25 μF, in pratica il valore esatto deve essere trovato sperimentalmente secondo il timbro che si vuole ottenere dallo strumento. Per esempio per le prime prove si potrà prendere un valore di 0,1 μF. Il timbro dipende anche dall'altoparlante impiegato e dalla cassa acustica dove è alloggiato.

Il dispositivo per il controllo di tono può anche essere eliminato, e in questo caso è necessario eliminare anche il condensatore C_T.

CALCOLO DEL GENERATORE

La frequenza di oscillazione di un multivibratore astabile come quello impiegato nel circuito di fig. 2 è data dalla formula seguente, anche se molto approssimativa:

$$f = \frac{1}{0,7\ (C_1R_1\ +\ C_2\ RV_1)} \qquad (1)$$

adottando i componenti degli schemi delle fig. 1, 4 e 5.

Nel nostro circuito C_1 e C_2 sono da 10 nF, R_1 da 12 kΩ, mentre RV_1, essendo variabile, permette di far variare la frequenza f e, di conseguenza, la nota musicale emessa.

La formula 1 si può così scrivere:

$$f = \frac{1}{0,7 \cdot C_1\ (R_1\ -\ RV_1)} \qquad (2)$$

in quanto $C_1 = C_2$. Sostituendo così le lettere con i valori numerici si avrà:

$$f = \frac{10^9}{0,7 \cdot 10^4 \cdot (12\ +\ RV_1)} \qquad (3)$$

dove RV_1 deve essere calcolato in kΩ.

Si ottiene così:

$$f = \frac{10^5}{0,7\ (12 + RV_1)}\ \text{Hz}$$

Nel caso in cui RV_1 avesse un valore di 12 kΩ, il valore della frequenza è 100.000 / (24 · 0,707) cioè circa 5.900 Hz. Se si vogliono ottenere delle frequenze più basse, si dovrà aumentare il valore di RV_1 cosa questa che si può ottenere con il dispositivo di fig. 4 o quello di fig. 5.

Prendiamo in considerazione il circuito semplificato di fig. 4 a regolazione continua. Consideriamo f_b, la frequenza più bassa desiderata. La formula che dà f si può scrivere:

$$RV_1 = \frac{1/f - 0,7\ C_1R_1}{0,7\ C_2} \qquad (4)$$

Le resistenze sono misurate in ohm, i condensatori in farad e le frequenze in hertz.

Vediamo di fare un esempio numerico, si abbia per esempio f = 50 Hz, quindi 1/f = 0,02 s; oppure $1/f = 2 \cdot 10^{-2}$ s. Facendo il calcolo si trova $RV_1 = 2,82 \cdot 10^6 - 12 \cdot 10^3$. Siccome $2,82 \cdot 10^6$ è molto grande rispetto a $12 \cdot 10^3$ (2.820.000 rispetto a 12.000), il secondo termine si può trascurare e si ha quindi R_1 = 2,8 MΩ circa e per f = 100 Hz si avrà RV_1 = 1,4 MΩ.

Generalmente uno strumento musicale monofonico ha solamente una o due ottave poste verso il centro della gamma. Nel caso del circuito a 12 note (una ottava), se si fissa la nota più alta a 1.000 Hz, questa sarà data dalla regolazione di R_{13} solamente, in quanto tutti i resistori R_{14} saranno cortocircuitati dal commutatore A.

Considerando f = 1.000 Hz, $1/f = 10^{-3}$ s (1 ms) e quindi si trova $RV_1 = 1,414 \cdot 10^5 - 12 \cdot 10^3$; questo valore può essere arrotondato a 150.000 Ω.

Nel prossimo numero proseguiremo lo studio di questo strumento musicale, con la descrizione dei vari circuiti ausiliari.

(continua)

GENERATORI AD EFFETTO HALL

a cura di E. WEBER

I resistori a coefficiente di temperatura negativo (CTN - Termistori) e i resistori variabili con la tensione (VDR - Varistori) sono certamente abbastanza noti ai nostri lettori. I resistori variabili con il campo magnetico (MDR - magneto - resistore) lo sono certamente meno. Per questa ragione riteniamo utile presentare questo articolo che esamina appunto questi componenti, basati sull'effetto Hall, i quali trovano ampio impiego in campo professionale.

I generatori a effetto Hall si basano sul fatto che una differenza di potenziale U_2 (tensione Hall a circuito aperto) appare fra i terminali 3 e 4 di una piastrina nella quale circola longitudinalmente una corrente di comando i_1. Tutto ciò avviene appena la piastrina è sottoposta perpendicolarmente a un campo magnetico B (fig. 1). Il valore di questa d.d.p. è dato dall'espressione:

$$U_2 = \frac{R_h}{d} \cdot i_1 \cdot B$$

nella quale R_h è la costante di Hall e d lo spessore della piastrina.

Il materiale scelto come generatore di Hall deve soddisfare le tre seguenti condizioni:

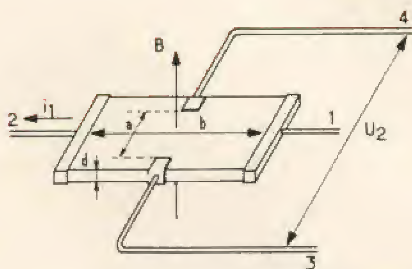


Fig. 1 - Rappresentazione schematica di un generatore di Hall.

— avere una costante di Hall ed essere molto elevata (bassa concentrazione dei portatori nel semiconduttore);

— avere una resistività debole (quindi grande mobilità dei portatori);

— questi due parametri devono essere il più possibile indipendenti dalla temperatura.

Le componenti intermetalliche (lega di elementi dei gruppi III e V) sembrano poter dare dei buoni risultati, in particolare l'arseniuro d'indio e il fosforo-arseniuro d'indio.

La figura 2 rappresenta schematicamente un simile generatore. La piastrina semiconduttrice ha uno spessore di 0,1 mm e anche meno. I terminali 1 e 2 hanno delle pinze che chiudono le estremità della piastrina e sono percorsi dalla corrente di comando i_1. Gli elettrodi 3 e 4 sono fissati nel mezzo dei grandi lati della piastrina: essi liberano la tensione di Hall U_2. La superficie attiva del generatore è a x b. Il campo magnetico deve essere applicato perpendicolarmente alla faccia della piastrina (B) che è protetta da un rivestimento ceramico o di resina dallo spessore più basso possibile, assicurando una certa protezione meccanica: bisogna comunque maneggiare il generatore con precauzione.

Certi modelli sono protetti da una guaina ferromagnetica, in modo che l'intraferro effettivo si avvicini allo spessore della piastrina e il rendimento del generatore venga aumentato.

Si può ugualmente utilizzare il semiconduttore su un supporto di ceramica; lo spessore dello strato attivo è solo di qualche microm. Dato che c'è un buon contatto termico fra il materiale semiconduttore e il supporto, questi elementi si comportano bene in temperatura. Essi sono chiamati: generatore di Hall a strato vaporizzato o a strato sottile.

CARATTERISTICHE

La **corrente di comando** è definita in modo tale che lo strato del semiconduttore possa sopportare un aumento di temperatura da 10 a 15°C rispetto a quella ambiente.

In queste condizioni la costante di Hall per differenti semiconduttori (fosforo-arseniuro d'indio InAsp, arseniuro d'indio InAs, antimoniuro d'indio InSb), è data dalla figura 3 in funzione della temperatura.

Il **campo di comando** B_n indicato sui cataloghi è quello per cui la caratteristica è lineare fra $B = 0$ e B_n. Il superamento del valore di B_n non mette in pericolo il generatore; nel frattempo, al di sopra di 2T (20.000 G), la corrente di comando deve essere stabilizzata in modo che la temperatura massima ammissibile di 120°C non sia superata.

La **tensione di Hall** viene fornita per ogni tipo e così dicasi per il resistore di carico ottimale R3. che assicura una buona linearità. La figura 4 dà la tensione di Hall in funzione del campo di comando B per differenti resistori di carico R3. Il resistore di carico ottimale è, qui, di 6 Ω; viene chiamato $R3_{lin}$ e il suo valore è indicato nella tabella delle caratteristiche.

L'impedenza interna dal lato comando, R1, è misurata fra i fili di comando 1 e 2 e dipende dal campo magnetico. Varia nel rapporto da 1 a 1,5 quando B passa da 0 a 1T.

L'impedenza interna dal lato Hall, R2, è misurata fra i terminali di comando 3 e 4. Essa aumenta in modo uguale quando il campo magnetico cresce nella stessa proporzione di R1.

Il **coefficiente di temperatura** della tensione di Hall U_2 è negativo e compreso fra — 0,04% e — 2%°C secondo i modelli. Si è potuto constatare che la temperatura massima alla superficie del generatore è di 120°C.

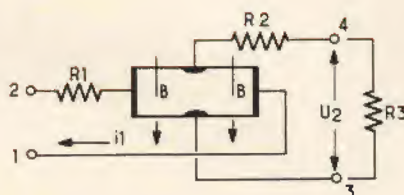


Fig. 2 - Rappresentazione elettrica di un generatore di Hall.

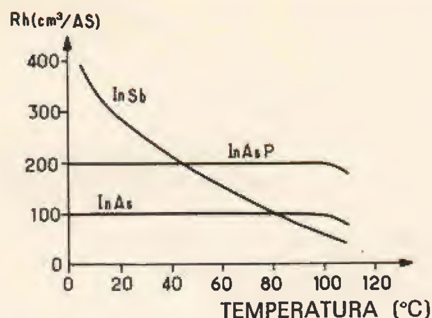


Fig. 3 - Variazione della costante di Hall per differenti materiali in funzione della temperatura.

IMPIEGHI

Si possono distinguere tre impieghi principali:

— **La corrente di comando è mantenuta costante.** In questo caso la tensione di Hall misura il campo magnetico. Grazie al loro spessore molto sottile, si possono introdurre le sonde in traferri ridotti. Si possono quindi trasportare le variazioni di flusso in un segnale elettrico che può essere registrato o può servire a telecomandare degli apparecchi industriali e ciò senza contatto diretto con l'apparecchio. Si possono altresì misurare delle correnti continue elevate attraverso il campo magnetico che esse producono.

— **La tensione di Hall è influenzata da un campo variabile.** In questo caso la corrente continua di comando è trasformata in una tensione di Hall alternata, proporzionale al campo variabile. Una corrente di comando ad alta frequenza applicata al generatore può essere modulata con un campo di comando oscillante al ritmo di una frequenza bassa (modulatore di Hall).

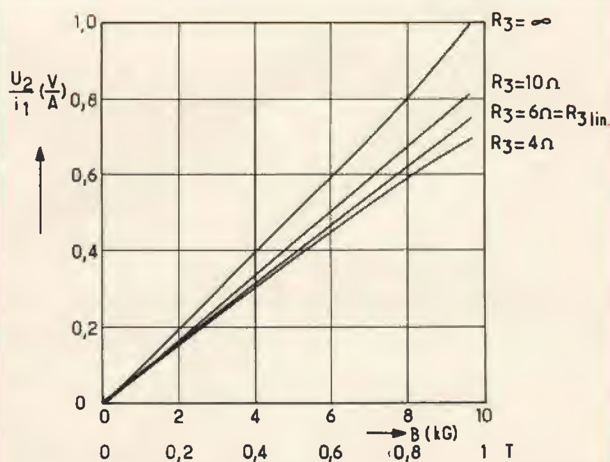


Fig. 4 - Tensione di Hall in funzione del campo di comando B per differenti resistori di carico R3 (tipo FA24 Siemens).

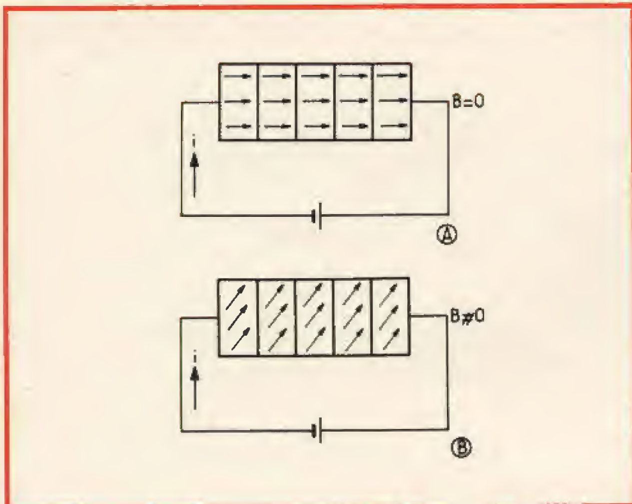


Fig. 5 - Linee di corrente nel magnetoresistore A: in assenza di campo B ed in un campo perpendicolare alla superficie delle sonde.

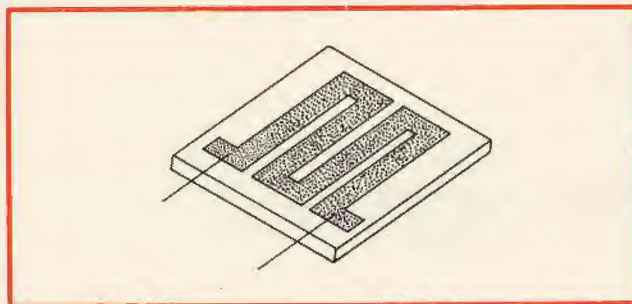


Fig. 6 - Realizzazione di una sonda.

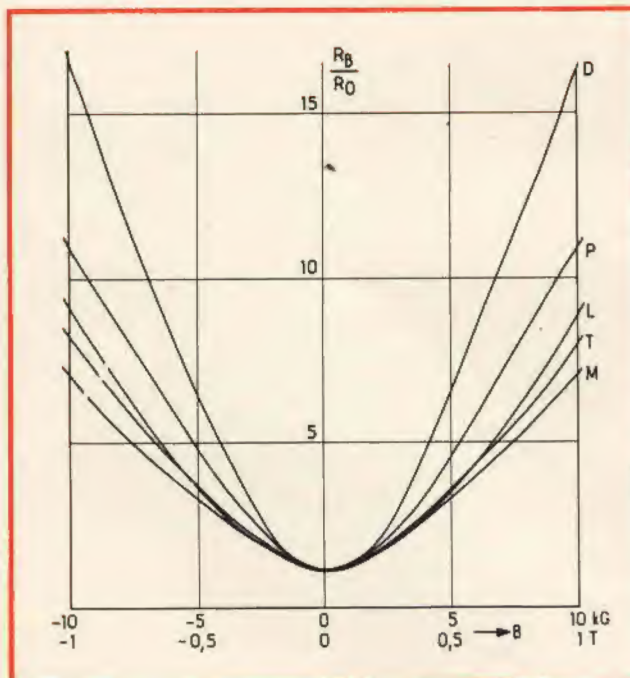


Fig. 7 - Variazione di resistenza R_b/R_o in funzione dell'induzione B per differenti drogaggi del semiconduttore.

— **Conversione di una corrente di comando variabile e di un campo magnetico variabile in una quantità elettrica proporzionale** (moltiplicatore di Hall). Si può così ottenere un prodotto, un quoziente, un inverso. L'esempio più semplice è la misura di una potenza partendo da una corrente e da una tensione convertita in campo magnetico. Si misura altresì la coppia di un motore a corrente continua partendo dall'induzione nel traferro e dalla corrente nell'induttore. I moltiplicatori di Hall sono utilizzati per effettuare il prodotto o il quoziente delle grandezze fisiche che si trasformano in correnti elettriche proporzionali.

I DIVERSI MODELLI

Esistono diversi modelli di generatori di Hall che possono essere suddivisi nelle seguenti categorie:

Le **sonde di campo** per la misura dei campi non omogenei o dei campi nei traferri.

I **moltiplicatori di Hall** per la moltiplicazione delle ampiezze elettriche: misura di potenza, determinazione di momenti di rotazione, analisi diretta delle armoniche di campi magnetici alternati.

Le **sonde di campo assiale** per la misura del campo assiale negli alesaggi.

I **generatori di Hall a circuito ferrite** utilizzati come generatori di segnali senza contatto per indicare il posizionamento dei magneti e il comando o la regolazione di movimenti. Alcuni sono schermati per evitare l'influenza dei magneti vicini.

Le **sonde per basse temperature,** utilizzabili in crioscopia e per la tecnica dei superconduttori, fra — 269°C e + 80°C (4,2° K elio liquido).

I **modulatori di Hall** sono dei convertitori destinati a sistemi di regolazione.

Le **testine di lettura a effetto Hall** sono impiegate per la lettura e la registrazione di piste in bassa frequenza, magnetizzate nel senso trasversale o nel senso longitudinale.

Le **sonde a strato vaporizzato** sono dei generatori di Hall ad alta sensibilità e a resistenza interna relativamente elevata: dimensioni e massa sono molto ridotte.

Le **sonde tangenziali** servono per misurare dei campi tangenziali di materiali magnetici: certe, più sensibili, sono doppie.

RESISTORI VARIABILI CON CAMPO MAGNETICO

Sono delle sonde in antimoniuro d'indio la cui resistenza aumenta in funzione del campo magnetico, qualunque ne sia il senso. Per tutti i valori di questo

campo magnetico, c'è proporzionalità fra la corrente e la tensione cosa che ci riporta a dire che la sonda si comporta come un resistore puramente ohmico.

La fig. 5 offre la spiegazione schematica di questa variazione di resistenza in funzione del campo magnetico. In A le frecce indicano il senso della corrente nel semiconduttore in assenza di campo magnetico: esso si comporta come un resistore. Per contro, se un campo magnetico agisce perpendicolarmente alla superficie del semiconduttore, fig. 5B), le linee di corrente sono deviate in un certo angolo chiamato **angolo di Hall;** per un'induzione di 1T (10.000 G) quest'angolo è di 80°. Data questa deviazione delle linee di corrente la resistenza del semiconduttore aumenta.

Le sonde sono realizzate nel modo seguente: su un supporto isolante da 0,5 mm di spessore si dispone il semiconduttore in forma di meandro di 20 μm di spessore (fig. 6). Alle due estremità di questa pista, si fissano i fili di uscita; l'insieme è avvolto da resina epossidica. Utilizzando diversi drogaggi del semiconduttore agendo sulle dimensioni del meandro, si ottengono delle resistenze il cui valore varia da qualche Ω a molti kΩ.

La figura 7 dà le variazioni di resistenza in funzione del campo magnetico perpendicolare per differenti drogaggi. Questa variazione è proporzionale allo spessore dell'induzione magnetica B al di sotto di 0,3T. Per le induzioni superiori, essa diventa lineare e cioè fino a 10T. Per un'induzione di 1T, i materiali D, L, M, P, T hanno una resistenza il cui valore aumenta da 6 a 18 volte in rapporto all'assenza di campo magnetico. Queste curve sono valide fino a delle frequenze nell'ordine del gigahertz.

Ben inteso, se l'induzione B non è perpendicolare alla sonda, la variazione di resistenza diventa meno elevata, fino a diventare nulla per un'induzione parallela alla placchetta (fig. 8). Per le sonde cilindriche l'induzione deve essere parallela all'asse del cilindro.

La fig. 9 dà la variazione del coefficiente di temperatura in funzione dell'induzione per i differenti materiali, questo coefficiente è sempre negativo al di là di 0,3T.

Queste sonde non devono superare una temperatura di 95°C e devono essere raffreddate, in caso di bisogno, con l'aiuto di un'aletta metallica.

Esse possono invece essere utilizzate fino a — 60°C; alcuni modelli speciali possono fare delle misure fino a 4,2° K (elio liquido).

ALTRI MODELLI

Sui cataloghi dei costruttori si trovano i principali modelli seguenti:

— I **magnetoresistori tipo «Fer»** sono destinati ad essere fissati nel traferro di un circuito magnetico. Il

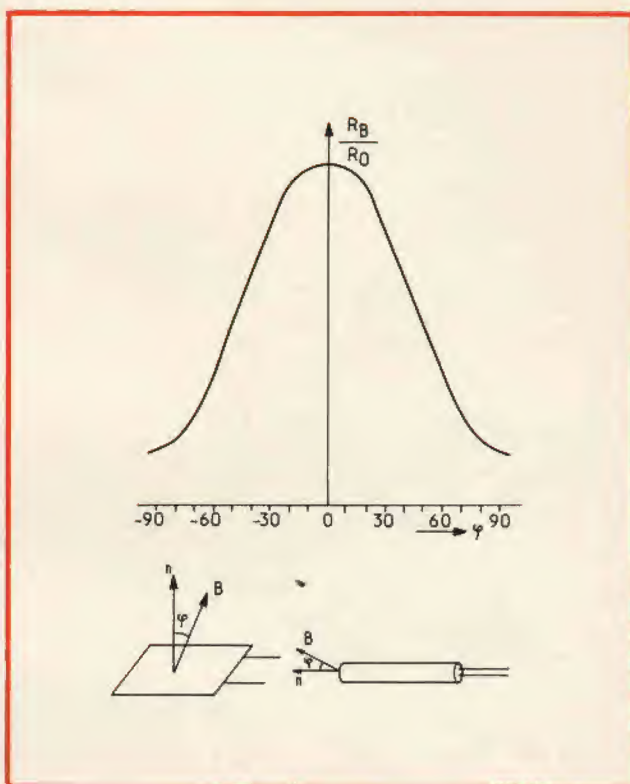


Fig. 8 - Variazione del rapporto R_b/R_o, in funzione della direzione del campo magnetico applicato sulle placchette e sui cilindri. n = direzione del campo magnetico che dà la sensibilità massima.

ferro dolce magnetico che li ricopre rende possibile la riduzione del traferro efficace allo spessore dello strato semiconduttore attivo (massimo 0,1 mm).

Sono utilizzati nelle commutazioni senza contatto di relè o di commutatori. La tensione di rottura fra il semiconduttore e il supporto in ferro dolce è di 100 V. La loro resistenza di base R_o è compresa fra 40 e 500 Ω; la loro variazione relativa di resistenza, a B = 0,3T è $R_a/R_o = 1,4 \div 3,2$; a B = 1T questa variazione è $R_a/R_o = 5,5 \div 18$.

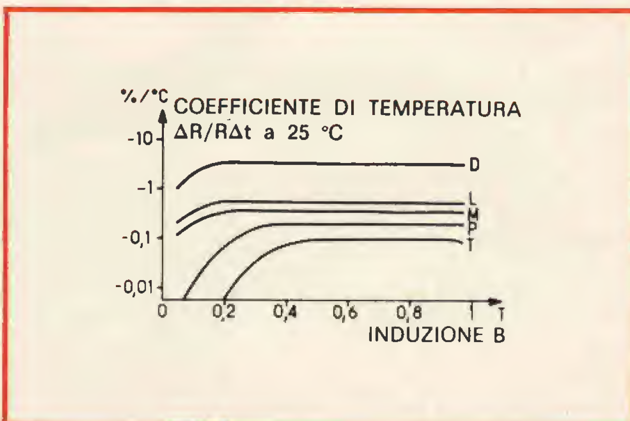


Fig. 9 - Coefficiente di temperatura di differenti drogaggi del semiconduttore.



Fig. 10 - Magnetoresistori polarizzati della Siemens atti a stabilire il senso del campo magnetico.

I **magnetoresistori tipo «plastico»** non hanno supporto magnetico e possono essere sistemati in modo mobile nel traferro di un magnete uguale o superiore a 0,2 mm.

Il supporto plastico flessibile non deve essere piegato nella zona della superficie attiva.

Si possono utilizzare per la misura dei campi magnetici e le loro caratteristiche sono: $R_o = 100 \div 200\ \Omega$; R_a/R_o a 0,3T $= 1,7 \div 2$; R_a/R_o a 1T $= 7 \div 10$.

— I **magnetoresistori tipo «ceramico»** sono utilizzati in casi particolari: per la misura di gradienti di campi a temperatura molto bassa e per la misura di campi sensibili a rapidi cambiamenti di temperatura.

— I **magnetoresistori polarizzati** sono previsti per stabilire il senso del campo magnetico. Questa polarizzazione è fornita da un circuito magnetico che dà $0,5 \div 0,4$T in modo che lo si trovi sulla parte lineare della caratteristica del magnetoresistore. Si può così calcolare il gradiente e il senso di un campo magnetico esterno, con variazione in più o in meno, del valore della resistenza.

La figura 10 mostra il magnetoresistore e il suo circuito magnetico. Le dimensioni della placchetta sono: 4x2 mm; il suo spessore, circuito magnetico compreso, è di 4 mm.

SINCRONIZZATORE PER PROIETTORE DI DIAPOSITIVE



a cura di FRANTOS

Il circuito, oggetto del nostro articolo, serve per il comando sincronizzato di un proiettore automatico di diapositive. Oltre a questo circuito e al proiettore, è necessario disporre di un registratore stereofonico poiché una pista del nastro serve per l'incisione degli impulsi di comando per il proiettore.

Per poter impiegare il circuito di sincronizzazione è necessario disporre di un registratore stereofonico, in modo che su una pista si può registrare il commento che accompagna la proiezione delle diapositive mentre sull'altra si possono registrare i segnali elettrici provenienti dal circuito di sincronizzazione.

CIRCUITO E SUO FUNZIONAMENTO

In fig. 1 è riportato lo schema elettrico del sincronizzatore, esso è equipaggiato di 4 transistori al silicio.

Questo circuito viene impiegato sia durante la registrazione che la riproduzione del nastro magnetico.

Gli impulsi di sincronizzazione vengono prelevati direttamente dalla rete, e sono forniti dalla frequenza a 100 Hz raddrizzata ma non filtrata, che si trova sul secondario del trasformatore Tr1.

Il segnale a 100 Hz viene attenuato per mezzo del ponte divisore R1-R2 fino a un livello in cui è possibile ottenere una corretta registrazione.

Il diodo D5 serve a isolare il condensatore di filtro C1 dal circuito generatore d'impulsi.

Quando il pulsante PB1 è schiacciato, il segnale proveniente dal ponte R1-R2 viene inviato verso il registratore e, per mezzo, della rete C2 e R4 viene inviato al sincronizzatore.

Il transistore T1 amplifica il segnale a 100 Hz; questo viene poi raddrizzato e filtrato dai diodi D6 e D7 e dai condensatori C3 e C4.

Il condensatore C4 si carica dopo qualche periodo del segnale a 100 Hz. La carica di questo condensatore C4 comanda la conduzione del transistore T2.

Sul collettore del transistore T2 ne risulta una diminuzione di potenziale. Questo potenziale viene inviato sulla base di T3 attraverso il condensatore C5, dunque per mezzo di una costante di tempo formata da C5 e (R12 + RV1). Il transistore T3 si sblocca per un certo tempo stabilito dal potenziometro RV1.

Il transistore T4 funziona da emitter follower e serve ad azionare il relè di uscita durante il tempo di bloccaggio di T3; il potenziometro RV1 comanda, per mezzo di T3 e T4 il tempo durante il quale il relè viene alimentato. Il relè comanda a sua volta il meccanismo di caricamento delle diapositive nel proiettore. Durante la riproduzione, gli impulsi registrati in precedenza che arrivano dal registratore vengono inviati al circuito di sincronizzazione attraverso R5, C2 e R4 e comandano poi il cambiamento delle diapositive secondo l'ordine fissato.

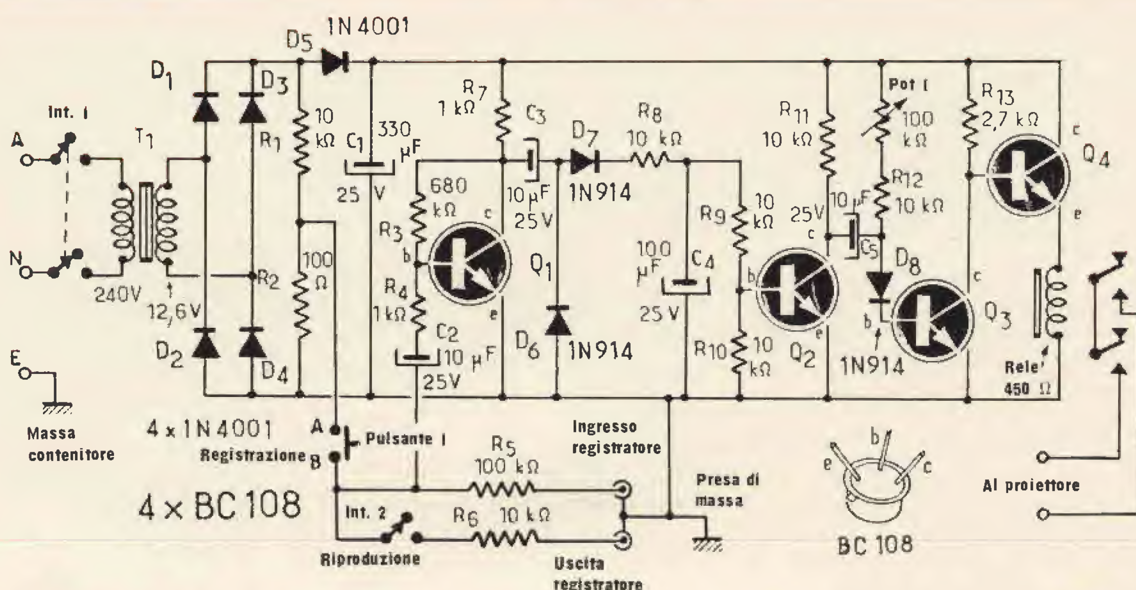


Fig. 1 - Schema elettrico del circuito sincronizzatore.

REALIZZAZIONE E MESSA A PUNTO

In fig. 2 è riportata la basetta di circuito stampato sulla quale vengono montati tutti i componenti che formano il circuito sincronizzatore.

Il disegno è riprodotto in scala 1 : 1.

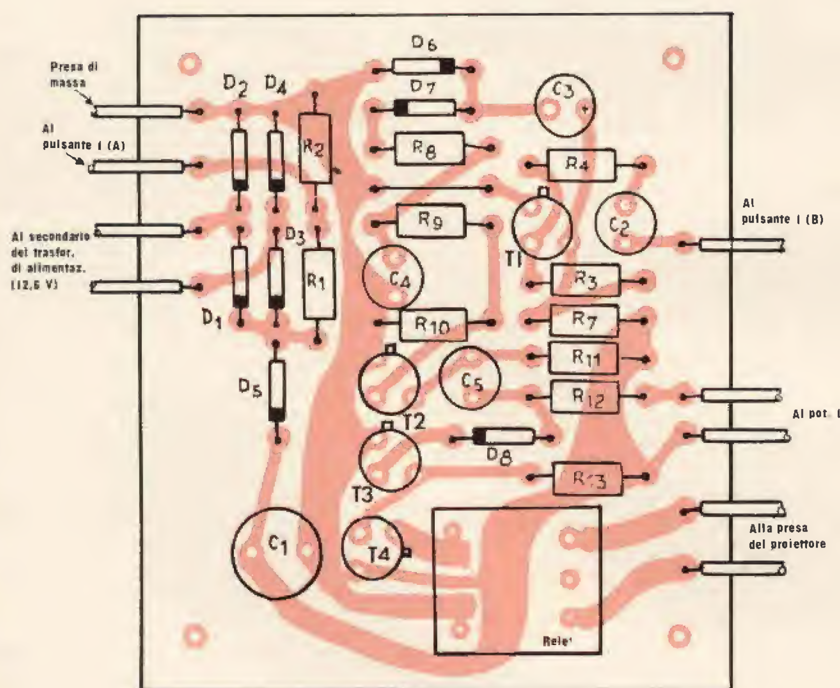


Fig. 2 - Basetta del circuito stampato in scala 1 : 1.

In fig. 3 è riportato lo schema di cablaggio del pannello con i vari comandi esterni.

In fig. 4 invece viene dato un esempio di collegamento fra i vari componenti del sistema di proiezione, registrazione e di sincronizzazione.

I collegamenti di uscita dal relè e dal sincronizzatore vengono direttamente collegati alla presa del comando a distanza del proiettore di diapositive. La seconda presa d'ingresso del registratore, che di solito non viene utilizzata, viene collegata alla presa d'ingresso dell'apparecchio di sincronizzazione. Al registratore viene poi collegato un microfono (per esempio sull'ingresso di sinistra) mentre l'uscita del registratore durante questa operazione verrà lasciata libera.

Dopo queste operazioni, si mettono le diapositive nell'apposito caricatore sul proiettore nell'ordine nel quale dovranno essere proiettate.

Si accende quindi tutto il sistema. Da questo momento si può comandare il cambiamento delle diapositive per mezzo della semplice pressione sul pulsante (fig. 1) del sincronizzatore.

Sarà necessario premere questo pulsante per circa un secondo. Benché questa durata non sia critica, dovrà essere abbastanza lunga in modo da permettere il cambiamento della diapositiva.

Ricordiamo che il circuito è studiato in modo che una sola diapositiva per volta possa essere fatta avanzare; a questo proposito si deve notare che i circuiti di sincronizzazione che si trovano in commercio non hanno questo circuito di sicurezza. Il potenziometro Pot.

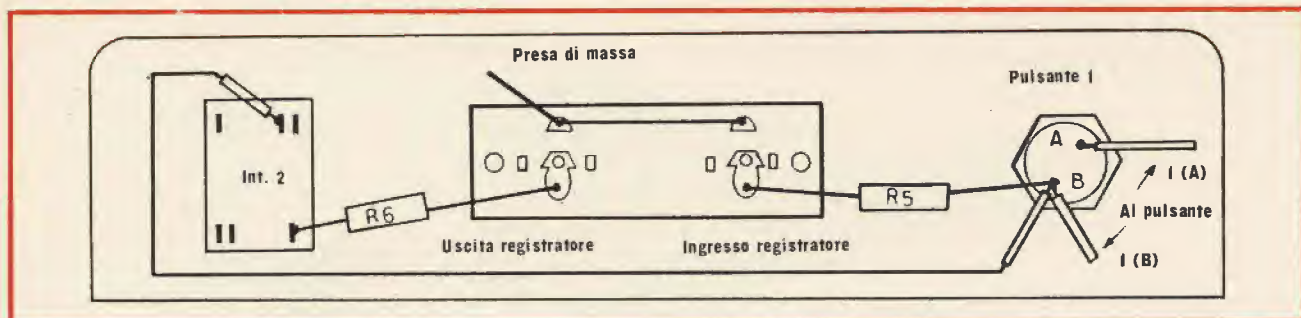


Fig. 3 - Esempio di cablaggio del pannello di comando.

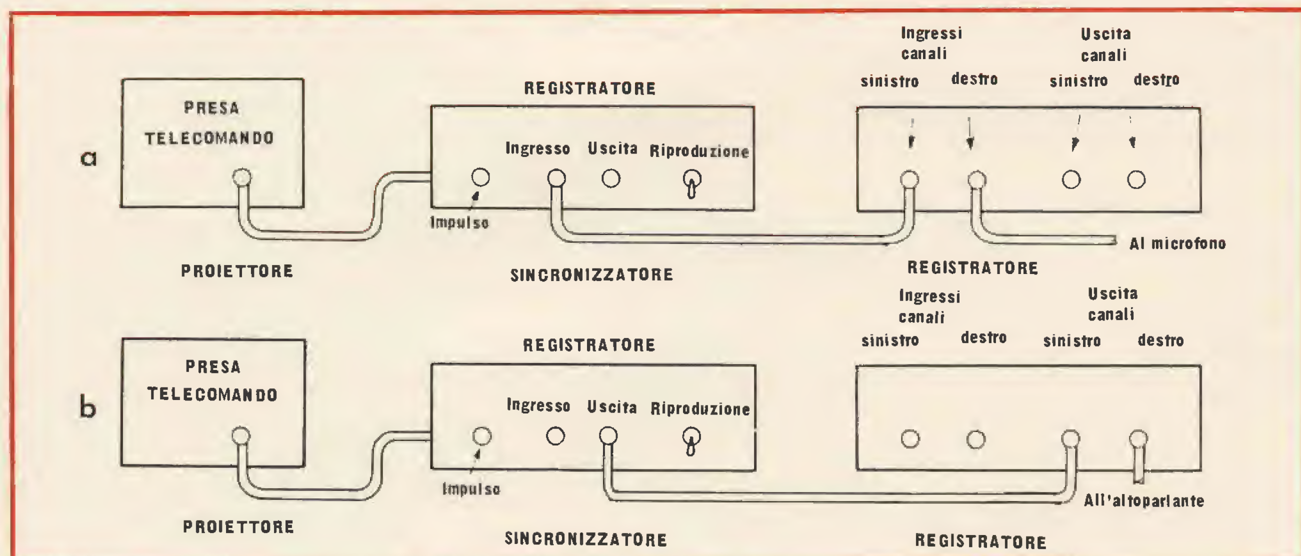


Fig. 4 - Collegamenti da effettuare tra i vari strumenti che compongono il sistema di proiezione.

1 serve per controllare il funzionamento del circuito di sicurezza, la sua regolazione permette di stabilire l'intervallo di tempo che ci deve essere fra una diapositiva e l'altra.

IMPIEGO

Dopo aver messo a punto il sincronizzatore e dopo la verifica del suo funzionamento, il circuito è pronto per funzionare.

E' necessario tenere un intervallo minimo di 5 s fra il passaggio di una diapositiva e l'altra in modo da permettere la ricarica dell'apparecchio di sincronizzazione.

Per prima cosa è necessario mettere in posizione la prima diapositiva, poi si accende il registratore e si registra il corrispondente commento relativo alla prima diapositiva.

Dopo questa operazione, si cambia diapositiva azionando il pulsante del sincronizzatore. Si ferma la registrazione dopo che il commento dell'ultima diapositiva è stato registrato.

In fig. 4b è riportato il sistema di collegamento dei diversi elementi dell'insieme in modo da permettere una proiezione sincronizzata.

Come si può vedere sullo schema, le uscite del relè dal sincronizzatore sono sempre collegate alla presa del comando a distanza del proiettore di diapositive. Al contrario, l'uscita corrispondente al secondo canale del registratore magnetico (proveniente sia dal preamplificatore che dalla presa d'uscita dell'altoparlante), viene collegata alla presa "uscita del registratore" dell'apparecchio di sincronizzazione. In questa operazione l'ingresso del secondo canale del registratore non viene più collegato.

A questo punto si deve azionare l'interruttore Int. 2 di fig. 3 e mettere la prima diapositiva in posizione. Dopo questa operazione, si deve accendere il registratore e rimettere l'interruttore Int. 2 nella sua posizione iniziale da quando comincia il commento.

Le diapositive cominciano poi a scorrere nei momenti predeterminati durante la registrazione del commento. Il comando «impulsi» BP1 del sincronizzatore può ancora essere impiegato per una nuova sincronizzazione in un momento qualsiasi.

All'accensione o allo spegnimento del registratore, l'interruttore Int. 2 deve essere in posizione «aperto», come pure durante tutto il tempo di avvolgimento. Nel caso in cui questo interruttore venga lasciato nella posizione «chiuso» qualsiasi segnale proveniente dal registratore potrà comandare il cambiamento della diapositiva.

ALLARME ANTIFURTO

a cura di F. BONINI

In questo breve articolo trattiamo della costruzione di un semplice ma originale allarme antifurto. Questo apparecchio richiede un numero esiguo di componenti e quindi il costo è minimo.

La nostra rivista si è già occupata più volte di allarmi antifurto, diventati ormai quasi indispensabili al giorno d'oggi. Ci sembra perciò opportuno ritornare sull'argomento, certi di fare cosa gradita ai nostri lettori, con questo piccolo montaggio.

Certamente la parte più semplice del progetto è quella elettronica, in quanto le difficoltà più grosse si troveranno durante il montaggio ed il cablaggio del circuito d'allarme piuttosto che nella costruzione dello allarme vero e proprio. Essa può presentare alcune difficoltà, che però, con opportune indicazioni potranno essere superate.

In fig. 1 è visibile il circuito dell'allarme. Esso consiste in un semplice e sicuro oscillatore audio la cui uscita è collegata ad un altoparlante. Il filo del circuito d'allarme è mostrato come un collegamento che cortocircuita la base e l'emettitore di Tr1. Questo collegamento potrà essere, ovviamente molto lungo; potrà raggiungere i 100 m ma, in ogni caso, la sua resistenza dovrà essere di pochi ohm per cui si dovrà adoperare del filo di buona qualità. Si avrà, dunque, un cortocircuito a bassa resistenza che, in pratica, non avrà nessun effetto sul circuito.

Quando questo collegamento viene interrotto, Tr1 viene polarizzato da R1 che, entrando in conduzione, provvederà a polarizzare Tr2; ciò provocherà il passaggio di una corrente considerevole attraverso il primario del trasformatore di uscita del transistore T1 e quindi nell'altoparlante. Ad ogni modo, la presenza di C1 fa si che questa corrente appaia come una serie di impulsi per cui viene riprodotta dall'altoparlante come un suono.

Quando il circuito d'allarme è chiuso la sola corrente presente è quella che attraversa R1 più le deboli correnti di dispersione attraverso i transistori. Questa corrente sarà complessivamente inferiore ai 20 μA e potrà essere prelevata da una pila durante un tempo indefinito; infatti, si verificherà prima il decadimento della pila, per l'età, che non lo scaricarsi della stessa.

Si noti che l'uscita per l'altoparlante, pur essendo più che sufficiente per allontanare un eventuale intruso, non è molto alta e quindi si rende necessario l'uso di un altoparlante efficiente. Ciò esclude l'uso dei modelli miniaturizzati in quanto, adoperando diametri maggiori si avrà un suono migliore.

La costruzione di questo circuito potrà presentare alcune difficoltà, comunque, in fig. 2 si ha modo di osservare una buona disposizione dei componenti sopra una piastrina.

Il circuito d'allarme comprende un singolo filo passante per tutte le porte e finestre che devono essere protette. I contatti possono assumere forme diverse. Si possono adoperare microinterruttori, molti dei quali sono muniti di contatti di commutazione e quindi si possono predisporre per l'interruzione del circuito quando si verifica l'apertura di una porta o di una finestra. I contatti si possono realizzare anche adoperando un metallo elastico. Evidentemente, tutti gli interruttori dovranno essere collegati in serie, di modo che basterà l'apertura di uno di essi per mettere in

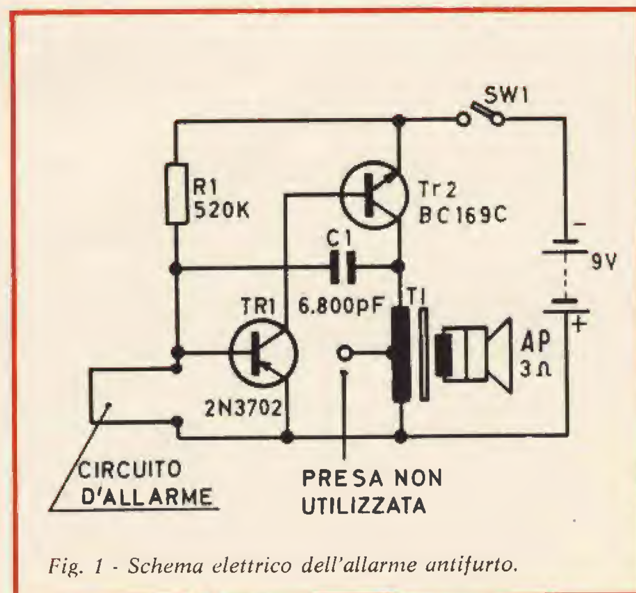


Fig. 1 - Schema elettrico dell'allarme antifurto.

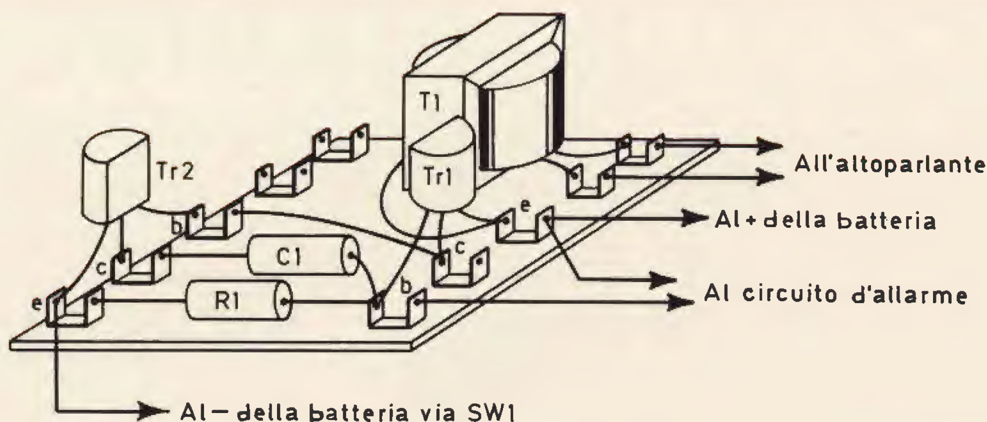


Fig. 2 - Disposizione dei componenti sulla piastrina.

funzione l'allarme. Inoltre, questi collegamenti consentono la verifica immediata della chiusura di tutte le porte e finestre.

Il circuito è anti-guasti; infatti, un qualsiasi guasto provocherà l'immediato funzionamento dell'allarme.

Sebbene il funzionamento a pila sia perfettamente soddisfacente, sempre che si abbia cura di sostituire regolarmente la stessa, è ancora migliore il funzionamento a rete. A lungo andare questo diventa più sicuro ed economico.

ELENCO DEI COMPONENTI

R1	=	**resistore da 820 kΩ 1/2 W - 5%**
C1	=	**condensatore in poliestere da 6800 pF**
Tr1	=	**transistore 2N3702**
Tr2	=	**transistore BC169C**
T1	=	**trasformatore d'uscita (GBC HT/1990-00 o simili)**
AP	=	**altoparlante da 3 Ω**
SW1	=	**interruttore on-off**
—	=	**piastrina**





due tecniche tvc a confronto:

CINESCOPIO COLLO STANDARD E COLLO SOTTILE

a cura di G. KEITEL

I cinescopi a maschera hanno contrastanti esigenze per ciò che concerne la convergenza e l'atterraggio dei fascetti sullo schermo. Per ottenere una buona convergenza dei tre fascetti occorre che queste esigenze vengano rigorosamente soddisfatte. A tale scopo occorre che **l'eccentricità** dei tre cannoni sia la più ridotta possibile. Essa però non può essere ridotta eccessivamente, perché in questo caso anche **l'angolo di selezione dei colori** (ossia l'angolo che viene a formarsi fra i fascetti in corrispondenza del piano della maschera) tenderebbe a diminuire. La caratteristica di selezionare i colori, propria della maschera, dipende infatti dal valore di questo angolo. Quanto quest'ultimo è maggiore, tanto migliore sarà la selezione dei colori, e di conseguenza, la loro purezza. L'interdipendenza fra convergenza e atterraggio dei fasci può essere messa in evidenza in questa maniera: supponiamo di rendere l'eccentricità dei fasci più piccola possibile in modo che i tre fasci coincidano sull'asse centrale del cinescopio, (come avviene in un cinescopio bianco e nero); in queste condizioni, evidentemente, non esiste alcun problema di convergenza ma la maschera forata — selezionatrice dei colori — non serve più a nulla.

La convergenza dei tre fasci viene influenzata, specialmente nelle parti marginali dell'immagine, dagli **errori di forma** del campo di deflessione. Sono soprattutto gli errori dovuti alla **curvatura del campo e all'astigmatismo** che si fanno particolarmente sentire. Questi errori di convergenza vengono corretti dai circuiti della convergenza dinamica. In pratica però la correzione degli errori di convergenza astigmatici tende a peggiorare l'atterraggio dei fasci sullo schermo. Questi errori aumentano fortemente con l'aumentare dell'angolo di deflessione.

In questo articolo viene presentata una tecnica TVC 110° che fa a meno dei circuiti di correzione della convergenza dagli angoli. La parte centrale dell'articolo riguarda il confronto critico fra il cinescopio della RCA, a «collo sottile» e quello già noto, da 36,5 mm di diametro, recentemente denominato dalla Philips e dalla Telefunken cinescopio a «collo normale». Preghiamo i nostri lettori di considerare in questo caso «Sperimentare» solo «il luogo di discussione» fra queste due contrastanti tendenze.

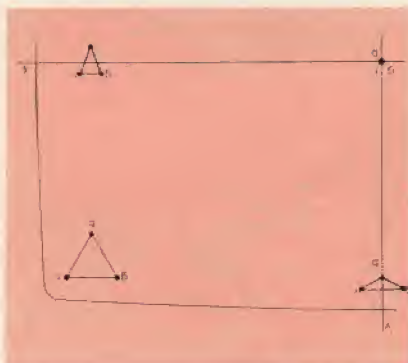


Fig. 1 - Errori di convergenza in assenza di correzione dinamica nel sistema di deflessione a 90°. L'esatto dimensionamento dell'astigmatismo lungo gli assi produce errori di convergenza agli angoli facilmente correggibili e assicura un buon atterraggio dei fascetti.

Nel sistema di deflessione a 90°, le bobine sono realizzate in modo da dare, lungo gli assi principali, una riproduzione astigmatica (fig. 1), per cui, nel caso nominale, la correzione di questi errori di convergenza **lungo gli assi** del cinescopio produce automaticamente una buona convergenza **agli angoli.** Ciò vale anche tenute presenti le tolleranze che intervengono nella costruzione in serie delle bobine di deflessione.

Questo principio non fu possibile applicarlo al cinescopio con angolo di deflessione di 110° per il fatto che, con questo angolo di deflessione, le normali tolleranze di costruzione in serie delle bobine avrebbero causato inaccettabili errori di convergenza agli angoli del cinescopio ed errori nell'atterraggio dei fasci.

Per evitare questi inconvenienti fu introdotta la cosiddetta **corrente-differenza** immessa nelle bobine di deflessione; in questo modo fu possibile realizzare bobine di deflessione che consentivano condizioni più

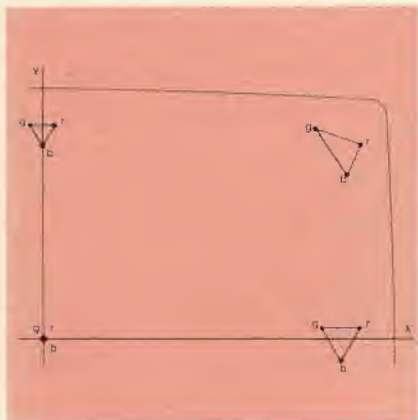


Fig. 2 - Errori di convergenza nel sistema di deflessione a 110° impiegante circuiti particolari per la convergenza agli angoli. L'atterraggio dei tre fascetti elettronici lungo gli assi principali è anastigmatico ed assicura quindi un'ottima purezza dei colori. Negli angoli dello schermo si ottengono invece errori di convergenza complessi che però possono essere corretti senza compromettere l'atterraggio dei fascetti inviando nelle bobine di deflessione la cosiddetta corrente-differenza.

favorevoli per l'atterraggio dei fasci ed una regolazione separata delle convergenze ai quattro angoli dello schermo (fig. 2).

Questa correzione aggiuntiva della convergenza agli angoli attuata dal generatore della corrente-differenza, ha luogo **sul piano di deflessione** e di conseguenza non può avere alcuna influenza sull'atterraggio dei fasci. Questo sistema, tecnicamente ineccepibile, presenta, rispetto al sistema a 90°, lo svantaggio di richiedere una maggior complessità circuitale per la presenza del generatore della corrente-differenza.

Per eliminare questa complessità circuitale e poter disporre di bobine di deflessione per 110° che permettessero di ottenere un sistema di deflessione e di correzioni simile a quello della deflessione a 90° fu necessario studiare un **sistema di costruzione** di bobine che permettesse di avere tolleranze costruttive inferiori a quelle fino ad allora ottenute.

BOBINE DI DEFLESSIONE A SELLA CON AVVOLGIMENTO MULTISEZIONE

A questo scopo fu studiato un sistema di costruzione di bobine a sella cosiddetto «multisezione». Esso consiste in questo: durante l'avvolgimento delle bobine vengono fissati nel mandrino, alcuni «pioli» il cui scopo è quello di determinare l'inizio di una nuova frazione d'avvolgimento. Grazie alla suddivisione di tutto il pacchetto dell'avvolgimento in piccole frazioni con posizioni finali ben definite, le tolleranze di produzione possono essere notevolmente contenute. La nuova unità Philips AT 1062/01 (fig. 3), assieme al cinescopio a collo normale A 66-140 X, costituisce quindi un sistema di deflessione a 110° che richiede circuiti di correzione della convergenza di poco diversi da quelli usati per la deflessione a 90°.



Fig. 3 - Vista parziale di una bobina di deflessione orizzontale a sella con avvolgimento multisezione AT 1062/01 - Philips - ELCOMA. E' visibile chiaramente il frazionamento del pacchetto dell'avvolgimento.

La nuova bobina differisce dalla precedente AT 1060, 110° per i seguenti punti:

1) Non richiede la corrente-differenza.
2) E' stata allungata di 3,5 mm e di conseguenza, introduce meno errori di deflessione, possiede una maggiore sensibilità. La energia di deflessione in senso orizzontale risulta perciò ridotta di circa il 10%; l'impedenza delle bobine verticali rimane invariata. Non sono necessari grandi varianti nei circuiti di deflessione.
3) Gli errori di convergenza verticale per il blu sono all'incirca zero nella parte centrale del quadro. Per il rosso e il verde sono necessarie correnti di convergenza maggiori di circa il 30%; e ciò richiede solo qualche circuito aggiuntivo.
4) Sul bordo superiore e inferiore dell'immagine si ha per i tre fasci una leggera sovraconvergenza compensabile facilmente mediante una modulazione parabolica a frequenza di quadro delle correnti di convergenza orizzontali, realizzabile con circuiti a semiconduttori senza introduzione di maggiore spesa.

CINESCOPIO A COLLO NORMALE E RELATIVO CIRCUITO DI DEFLESSIONE

Nel sistema precedentemente descritto viene impiegato il **cinescopio europeo a collo normale A 66-140X** già da molto tempo prodotto in

grandi serie. Per ciò che riguarda la luminosità e la purezza, questo cinescopio mantiene, con le nuove bobine di deflessione, le caratteristiche di prima. E' stata modificata leggermente solo la posizione dei puntini luminosi sullo schermo allo scopo di meglio adattarlo alla nuova unità di deflessione AT 1062/01. Il cinescopio è impiegabile senza limitazione, con l'unità di deflessione normale AT 1060.

Per il funzionamento della nuova unità di deflessione AT 1062/01 con il cinescopio **a collo normale** fu studiato un circuito di deflessione ad alto rendimento impiegante nello stadio finale un solo transistore BU 208 e fu trovata nello stesso tempo un'elegante soluzione per la correzione del cuscino e per l'alimentazione a bassa tensione. La **riserva** di potenza di questo circuito rende possibile l'impiego di circuiti di correzione **passivi** a basso costo. Nella fig. 4 riportiamo lo stadio finale del nuovo circuito di deflessione che comprende anche il «modulatore a diodo» per la correzione est-ovest del raster.

In fig. 5 è riportato il circuito completo per la deflessione verticale. In fig. 6 il circuito di correzione nord-sud del raster.

CONFRONTO FRA I SISTEMI DI DEFLESSIONE E DI CORREZIONE DEI CINESCOPI A COLLO SOTTILE E A COLLO «NORMALE»

Accanto al sistema di deflessione 110° sopra descritto, impiegante bobine a sella multisezione, è stato presentato negli Stati Uniti (RCA) un sistema 110° basato su bobine di deflessione **avvolte a toroide.**

Si deve tener presente che la grandezza che influisce decisamente sulla qualità della convergenza è **la lunghezza** effettiva del campo di deflessione. Le caratteristiche meccaniche ed elettriche delle bobine toroidali e delle bobine a sella sono completamente diverse. Ciò nonostante, in pratica, la lunghezza effettiva del campo di deflessione è uguale in entrambi i tipi di bobine. La lunghezza del campo non può essere aumentata a piacimento aumentando, per esempio, la lunghezza delle bobine. Infatti, la massima estensione **della parte del collo** — indipendentemente dal tipo di bobina usato — è limitata dal fatto che non debbono prodursi «ombre» in corrispondenza dell'angolo interno del collo del tubo. D'altra parte, un eventuale prolungamento del campo **in direzione dello schermo** del cinescopio non avrebbe senso dato il notevole «volume» da riempire, che richiederebbe ovviamente una maggiore energia di deflessione.

Agli effetti del funzionamento, le bobine toroidali e quelle a sella differiscono per il fatto che quelle toroidali sono meno sensibili perché per la deflessione viene utilizzato solo il campo disperso esterno. Pertanto, per non rendere sfavorevole il «bilancio di energia» del sistema di deflessione nel caso di impiego di bobine toroidali viene introdotto un cinescopio che rispetto ai tipi europei possiede un diametro del collo inferiore di circa il 20% ri-

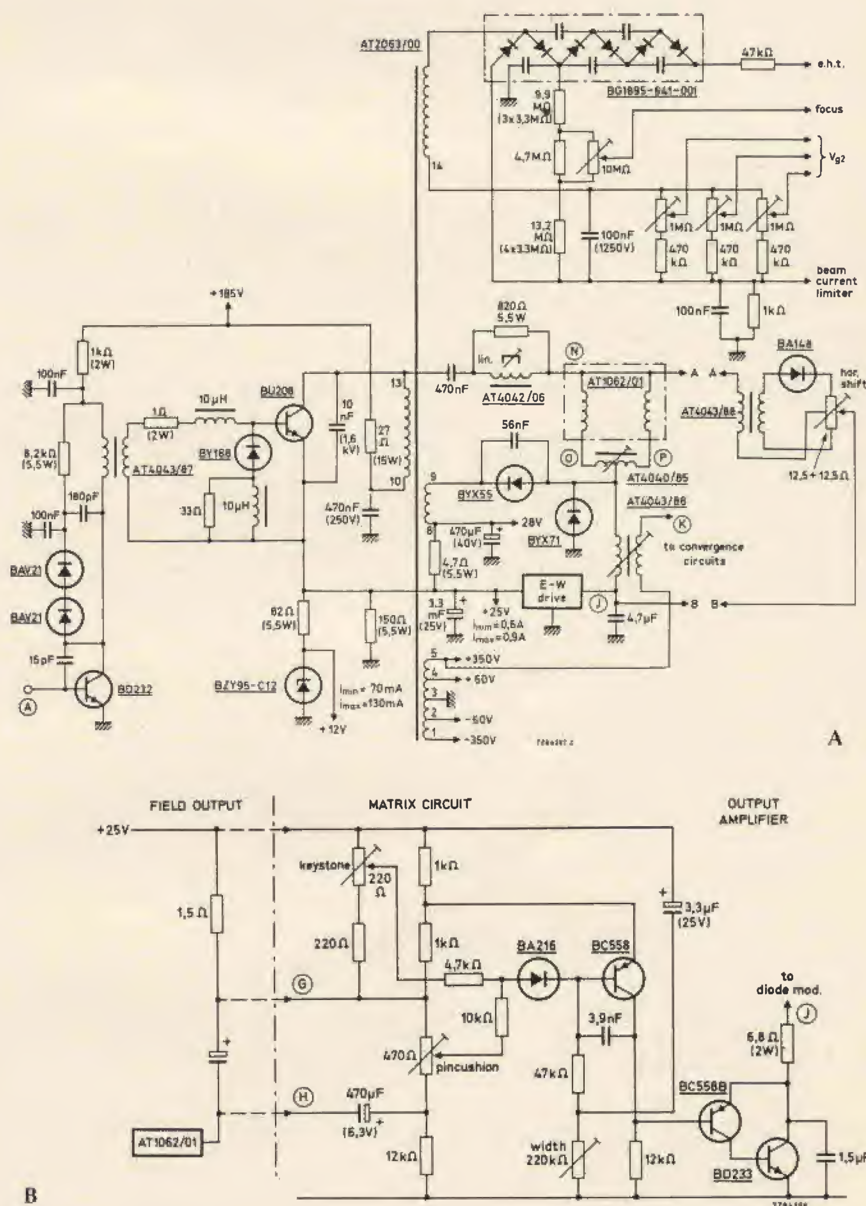


Fig. 4 - a) Stadio finale di riga per il pilotaggio della nuova bobina AT 1062/01 per la deflessione 110° nel cinescopio A66-140X. b) Circuito per la correzione est-ovest del raster.

spetto al diametro del collo di quest'ultimi.

Se però si tiene presente il fatto che la lunghezza del campo di deflessione è condizionata dalle eventuali deformazioni dell'immagine, e che è necessario disporre di una certa riserva nei confronti dell'effetto «ombra» dovuto ai fasci che «battono» sulle pareti del collo, è evidente che, con la sola riduzione del collo del cinescopio, non si riesce a compensare la minore sensibilità delle bobine toroidali. E' per questo motivo che la combinazione collo sottile/bobina toroidale richiede per la deflessione orizzontale un'energia superiore di circa il 20% e per la deflessione verticale più di 2,2 volte.

Le caratteristiche elettromeccaniche del tubo a collo sottile differiscono da quelle a collo normale (a parte il diametro del collo) solo di poco (vedi tabella). Il minore diametro implica una più ridotta eccentricità dei fascetti elettronici ed un diametro più piccolo dei singoli cannoni.

Ci si dovrebbe aspettare, per quanto sopra detto, che ad una minore eccentricità dei fascetti elettronici corrispondano errori di convergenza di minore entità; intendiamo per errori di convergenza quelli da correggere dinamicamente e che si trovano fuori della zona centrale del cinescopio. Questi errori com'è noto sono prodotti dall'unità di deflessione. In realtà entrano in gioco astigmatismo e incurvamento del campo dipendenti a loro volta linearmente dal rapporto tra eccentricità dei fascetti e lunghezza effettiva del campo Con il cinescopio a collo sottile ci sarebbe dunque da aspettarsi una diminuzione degli errori di convergenza da correggere, diminuzione direttamente proporzionale alla più ridotta eccentricità dei fascetti. Nonostante ciò, questo guadagno non appare evidente nei circuiti di convergenza, per il fatto che la minor distanza dei cannoni tra di loro ha come conseguenza un aumento della reciproca influenza magnetica, per cui in definitiva il fabbisogno di energia per la correzione radiale degli errori di convergenza è, nei cinescopi a collo sottile, all'incirca uguale a quello richiesto per i cinescopi a collo normale. Inoltre, questo pressoché uguale fabbisogno di energia per la correzione dinamica degli errori di convergenza vale per circuiti di correzione sia attivi che passivi.

Verrebbe inoltre da supporre che a causa della più ridotta correzione di convergenza necessaria in un cinescopio a collo sottile, anche gli errori di atterraggio dei fascetti fossero minori. In pratica non è così per il fatto che la predeflessione dei fascetti prodotta dai campi magnetici di convergenza produce errori di atterraggio dei fascetti tanto più grandi quanto più piccoli sono gli angoli di selezione dei colori.

Quale unico vantaggio del cinescopio a collo sottile ci sarebbe da attendersi una diminuzione dell'errore residuo che si registra dopo la messa a punto della convergenza dinamica. Si deve però tener presente che gli errori di convergenza da correggere **staticamente,** in linea di massima non dipendono dalla eccentricità dei fascetti elettronici ma dalla precisione con cui sono stati montati i cannoni elettronici del cinescopio. La correzione di questi errori potrebbe però avere come conseguenza un aumento degli errori **residui** ai bordi del cinescopio, errori non correggibili dinamicamente. A ciò si aggiunge il fatto che le cariche elettrostatiche presenti nel collo del cinescopio sono difficili da eliminare e, nei cinescopi a collo sottile essendo di maggior entità, tendono a produrre una deriva di convergenza nel tempo.

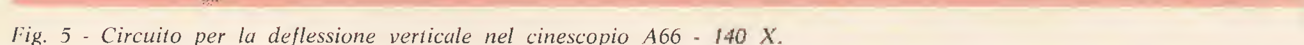


Fig. 5 - Circuito per la deflessione verticale nel cinescopio A66 - 140 X.

In base a considerazioni geometriche si può dimostrare che in un cinescopio a maschera, la **riserva di atterraggio** dei fascetti espressa in spostamento assiale ammissibile Δ_p dell'unità di deflessione, dipende dall'eccentricità dei fascetti S secondo la seguente relazione:

$$\Delta_p = C_D \cdot S - \Delta m_f$$

dove C_D è una costante di progetto dipendente dalla costruzione del cinescopio, Δm_f è una riserva di atterraggio non dipendente da S, impiegata per assorbire le variazioni di atterraggio causate da un campo magnetico esterno, (per esempio, il campo magnetico terrestre). Siccome Δm_f ha, rispetto a $C_D \cdot S$ un valore non trascurabile, dall'equazione deriva che la riserva di atterraggio diminuisce percentualmente in modo più notevole dell'eccentricità S. In linea di massima quindi è molto difficile costruire un cinescopio a collo sottile avente una riserva di atterraggio sufficientemente grande, e cioè una buona purezza di colori; a meno che la riserva di atterraggio non venga aumentata a scapito della trasparenza della maschera. Una minor trasparenza della maschera determina però una più bassa luminosità di tutta l'immagine o per lo meno delle sue porzioni esterne.

Nel cinescopio a collo sottile anche i singoli cannoni hanno un diametro più piccolo. Ciò significa che anche il diametro della lente di focalizzazione elettrostatica dei singoli cannoni sarà più piccola, e di conseguenza avremo un aumento della aberrazione sferica di questa lente come pure un aumento del diametro del puntino luminoso sullo schermo.

La perdita di incisione che ne deriva è stata eliminata nel cinescopio a collo sottile diminuendo il diametro del foro nel cilindro di Wehnelt (griglia schermo).

Misure comparative sul cinescopio a collo sottile e a collo normale dimostrarono inoltre che per quanto riguarda la defocalizzazione dinamica nelle zone esterne dello schermo, i due cinescopi si equivalgono. Pertanto, il problema di impiegare o no una focalizzazione dinamica è posto nella stessa maniera per i due tipi di cinescopi.

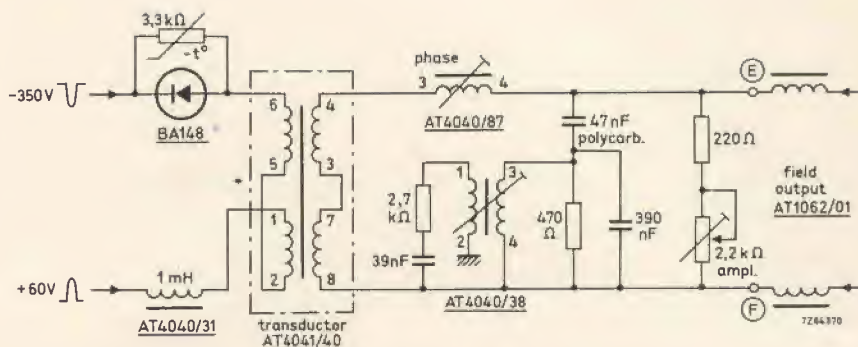


Fig. 6 - Circuito per la correzione nord-sud del raster.

CONCLUSIONE

Abbiamo voluto mettere a confronto due tendenze di costruzione di cinescopi a colori attualmente molto dibattute in Europa: cinescopio a collo sottile e cinescopio a collo standard.

L'impiego dell'uno o dell'altro di questi cinescopi nel televisore a colori implica l'adozione di due tecniche di deflessione e di convergenza leggermente diverse tra loro. Per ottenere con il cinescopio a collo normale, 110° A66-140X caratteristiche di geometria e di convergenza pari a quelle già ottenute con il cinescopio 90° si è dovuto studiare una nuova unità di deflessione con bobine orizzontali a sella «multisezione» (AT 1062/01), pilotabili da uno stadio finale di riga transistorizzato (BU208). La convergenza dinamica orizzontale è passiva.

Teoricamente, il cinescopio a collo sottile dovrebbe dare migliori caratteristiche di convergenza dinamica e dovrebbe richiedere minore energia per la deflessione. In pratica, per quanto sopra detto, queste migliorie teoriche vengono annullate e, forse l'unico vantaggio è quello dell'impiego di bobine orizzontali toroidali, più economiche di quelle a sella multisezione. Inoltre, la più ridotta eccentricità dei fascetti elettronici ha come conseguenza un più ridotto potere selezionatore del colore da parte della maschera forata.

TABELLA I - CONFRONTO DI ALCUNI DATI CARATTERISTICI DEI DUE CINESCOPI, 110°

	Cinescopio a «collo normale» A 66 - 140 X (Philips)	**Cinescopio a «collo sottile» A 67 - 150 X (RCA)**	**Variazioni in %**
Diagonale esterna	655,6 mm	666,7 mm	
Diagonale dello schermo utile	617,8 mm	626,3 mm	
Diametro del collo	**36,5 mm**	**29,1 mm**	
Lunghezza complessiva del tubo			
nominale	431,6 mm	431,3 mm	
max	438,1 mm	440,8 mm	
Distanza centro schermo-linea di riferimento	277,4 mm	280,4 mm	
Lunghezza del collo	154,1 mm	150,8 mm	
Energia nelle rispettive bobine di deflessione			
orizzontale	5,3 mWs	6,3 mWs	+ 19%
Bobine di deflessione verticale	27,0 mWs	55,3 mWs	+105%
Bobine di deflessione verticale termicamente compensate	34,8 mWs	101 mWs	+190%

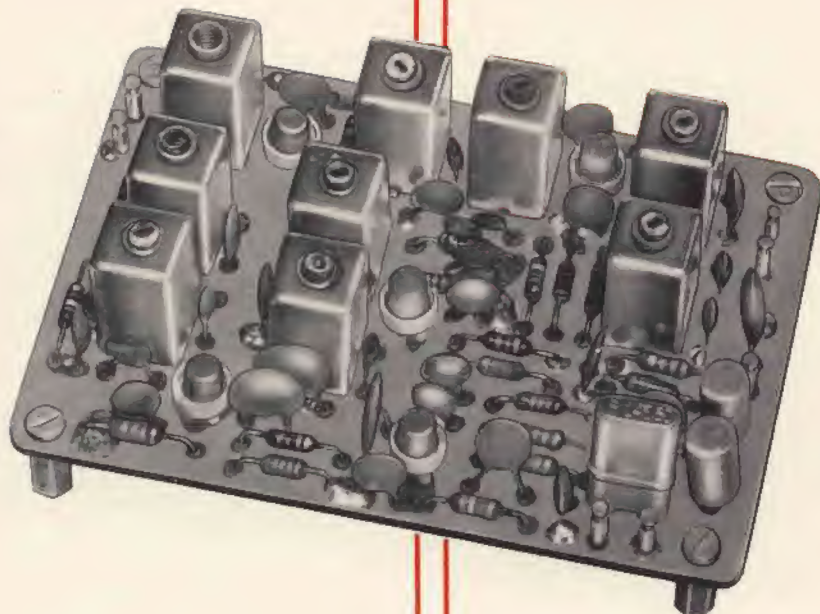


Fig. 1 - Prototipo del telaietto convertitore del ricevitore TENKO per i 144 MHz. La serie definitiva avrà serigrafati i valori sulla piastra.

3° telaietto TENKO

LO STADIO CONVERTITORE DEL RICEVITORE PER I 144 MHz

di I2JJK Franco SIMONINI

Nei numeri scorsi della Rivista abbiamo descritto il telaietto premontato e pretarato del trasmettitore da 2,5 W di uscita, della TENKO ed il relativo amplificatore di potenza da 15 W che può venire impiegato per scopi speciali (vedi impiego in mobile o per l'agganciamento di ripetitori).

Si tratta di due unità a sé stanti che potranno venire completate da una quarziera per la commutazione dei canali, o da un VFO appositamente progettato per 12 MHz di ingresso al primo telaietto base, completo di modulatore di frequenza.

Iniziamo ora la descrizione completa del ricevitore TENKO che si articola in tre telaietti premontati e pretarati con la massima cura:

— Lo stadio convertitore dai 144 ai 10,7 MHz.
— Lo stadio di media frequenza con filtro a 8 cristalli di alta selettività per i 10,7 MHz e la seconda conversione a 455 kHz.
— Lo stadio limitatore, discriminatore, squelch ed amplificatore di bassa frequenza (4 W di uscita) che impiega uno speciale circuito integrato.

Questi stadi corrispondono ad altrettanti telaietti e, cosa molto importante, sono realizzati con dimensioni modulari che ne facilitano sensibilmente l'impiego.

Forniamo ora i dati relativi allo stadio di prima conversione del ricevitore. Si tratta di una parte molto delicata cui spettano compiti ben definiti e di difficile soluzione; è infatti necessario:

— Preamplificare convenientemente il segnale di ingresso proveniente dalla discesa coassiale di antenna che va chiusa correttamente, con l'ingresso del ricevitore, con un'impedenza di 50 Ω.
— Introdurre una selettività tale da comportare una drastica attenuazione per i segnali presenti sulla frequenza immagine di conversione; a 21,4 MHz cioè di distanza in frequenza (il doppio del valore della media frequenza da 10,7 MHz) dal segnale utile che si desidera ricevere nella banda prescritta (da 144 a 146 MHz) per la quale la curva di risposta deve risultare la più lineare possibile.
— Generare il segnale di battimento per la conversione (ma senza frequenze spurie) di adatto livello per ottenere il massimo di rendimento alla conversione che va realizzata con il minimo rumore possibile nel punto di lavoro più conveniente del Mosfet convertitore (Tr 2).

Come si vede non sono problemi da poco che spesso vengono trascurati e ad essi non si può dare una risposta di comodo. Vanno invece affrontati e risolti alla radice curando molto bene il circuito ed i mezzi tecnici da adottare. Vediamo ora le caratteristiche di lavoro che la TENKO dichiara per questo stadio convertitore.

LO SCHEMA ELETTRICO

Esaminiamo nei dettagli il circuito iniziando dall'ingresso del convertitore.

I due circuiti risonanti C1-L1-C3 ed L2-C4 accoppiati fra loro con C2, costituiscono un filtro passa-banda accuratamente calcolato con impedenza di ingresso di 50 Ω, esso è previsto per la banda da 144 a 146 MHz con taglio molto ripido sui fianchi.

Una connessione in presa permette di alimentare uno dei «gate» del Mosfet Tr 1 con un corretto adattamento di impedenza.

Potrà colpire il fatto che non è stato previsto un circuito in ingresso con due diodi invertiti fra loro in parallelo per la protezione dell' ingresso dai transistori di un certo livello (scariche statiche ecc.).

Rispondiamo anzitutto che i «Mosfet» Tr1 e Tr2 sono del tipo autoprotetto.

Hanno cioè i «gate» difesi da due minuscoli diodi Zener incorporati nel contenitore stesso.

Va inoltre osservato che dei diodi disposti in parallelo all'ingresso, con il loro andamento di lavoro tipicamente poco lineare, altererebbero le caratteristiche del primo filtro che, ben dimensionato come componenti, costituisce già di per sé un'efficace protezione.

Il partitore, costituito dalle resistenze R1 - R2 e disaccoppiato dal condensatore C5, permette di polarizzare in modo opportuno il secondo «gate» di Tr1 in modo da regolarne il guadagno.

Questa seconda porta costituisce, in pratica, un mezzo efficace per applicare, se il caso, un CAG (Controllo Automatico di Guadagno) con una dinamica che può arrivare ai 40 dB.

Il «Source» di Tr1 è autopolarizzato con il gruppo RC R1-C5. Il «Drain» è invece collegato da un secondo circuito di filtro passa banda, (esso pure accuratamente calcolato e messo a punto), che è costituito dai circuiti accordati L3 - C7 e L4 - C8 fra loro accoppiati da C11.

Il circuito di ritorno del «Drain» è accuratamente disaccoppiato da un circuito di filtro costituito dal gruppo RC formato da R4-C9 e C10.

Il circuito, data la debolissima capacità esistente tra il «Drain» ed i due «gate» di ingresso (0,02 pF), non è neutralizzato.

Questi «Mosfet», per amplificazione o conversione a radiofrequenza, permettono una «cifra di rumore» molto ridotta ed una grande linearità di funzionamento anche per una notevole dinamica di segnali d'ingresso (da frazione di μV a decine di mV). Questa linearità difende dal pericolo dell'intermodulazione! E' infatti sempre possibile che, a poche decine di kilohertz dal «segnalino» (magari di intensità S1 o 2) che stiamo ricevendo, si trovi un robusto segnale di notevole intensità che può provenire dal trasmettitore di altro radioamatore situato a poche centinaia di metri di distanza.

In queste condizioni, se il primo stadio amplificatore non è di funzionamento più che lineare, è inevitabile che il segnale di livello inferiore rechi con sé una traccia dell'altro segnale ben più intenso che farà lavorare il transistore di ingresso per una vasta porzione della sua caratteristica («crossmodulation» o modulazione incrociata).

Proseguiamo nell'esame del circuito.

Con un collegamento in presa su L4 in modo da realizzare un adattamento di impedenza la radiofrequenza amplificata da Tr1 viene immessa in uno dei «gate» di Tr2.

L'altro «gate», polarizzato dal partitore resistivo costituito da R7 ed R8, riceve invece il segnale di conversione.

Il «Source» di Tr2 è polarizzato con il gruppo RC costituito da R5 e C12. Il «Drain» è invece connesso ad un circuito di filtro passa-banda costituito dal circuito risonante L5-C13. L'avvolgimento L6 realizza il necessario adattamento di impedenza in uscita.

L'alimentazione di Tr2 viene convenientemente disaccoppiata, sempre per evitare il pericolo di inneschi, con il gruppo RC costituito da R6 - C14 e C15.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Impedenza di ingresso: 50 Ω

Guadagno complessivo: 28 ± 2 dB

Intermodulazione: riduzione da 20 a 14 dB di rapporto segnale disturbo per 60 dB di scarto di livello tra il segnale utile ed un altro segnale ad alto livello in banda.

Reiezione di immagine: superiore ai 60 dB

Andamento della curva di selettività per i 2 MHz di banda passante: lineare entro ± 0,2 dB (misurati con «Poliscope» Rohde e Schwarz)

Frequenza base dei cristalli a VFO di conversione nella banda: dai 14,812 ai 15,034 MHz

Moltiplicazione della frequenza base per ottenere quella di conversione: X 9

Transistori impiegati: due Mosfet Dual-gate autoprotetti di preamplificazione e conversione e tre transistori per le moltiplicazioni di frequenza.

Alimentazione: 12 ÷ 15 V con circa 15 mA di assorbimento

Dimensioni del telaietto: 6 x 9 cm

Resta da esaminare il generatore del segnale di battimento.

Questo deve venire immesso nello stadio di conversione con una frequenza tale da «battere» con quella del segnale utile in arrivo, in modo da dare luogo ad una differenza tra le due frequenze di esattamente 10,7 MHz.

Il termine «esattamente» va inteso con il significato più realistico di «con notevole approssimazione». Le due frequenze, cioé quella in arrivo e quella di battimento potranno discostarsi dal valore nominale (ogni compromesso di costo richiede sempre una approssimazione, una cosiddetta tolleranza) in modo che la frequenza di battimento risultante si allontani al massimo di ± 200 Hz dal valore di 10,7 MHz.

Come si vede le tolleranze sono «stringate» e ciò è legato al fatto che si opera con una banda di lavoro utile di media frequenza di ± 6-7 kHz al centro di un canale di lavoro di 25 kHz.

Della incredibile selettività che permette queste condizioni di lavoro parleremo nel prossimo numero della Rivista, descrivendo lo stadio di media frequenza.

Ci preme sottolineare che per stare nei limiti di ± 200 Hz la frequenza in arrivo, generata dal trasmettitore del corrispondente, e quella di battimento debbono venire generate da quarzi di buona qualità (cioè con basso coefficiente di temperatura) che vengono portati, con l'aiuto di un contacicli digitale, il più vicino possibile alla frequenza di lavoro con un compensatore di ottima qualità e stabilità, disposto in parallelo o in serie al quarzo stesso.

Per ovvi motivi di praticità si genererà un segnale di battimento di frequenza inferiore a quello di antenna. Basteranno così due soli stadi di triplicazione dopo l'oscillatore per ottenere una frequenza di battimento (134,3 MHz per il centro banda di 145 MHz) tale da permettere la desiderata differenza di 10,7 MHz.

Il cristallo potrà così lavorare per i 2 MHz di banda 144 a 146 MHz su frequenze «ragionevoli» cioè non troppo alte (in pratica dai 14,812 ai 15,033 MHz) e con un circuito oscillatore, quindi per nulla critico e poco sensibile alle variazioni di «attività» (cioè di attitudine a generare oscillazioni a radiofrequenza) che inevitabilmente si verificano nella produzione dei quarzi.

Considerando per esempio di operare in centro banda sui 145,0 MHz con una frequenza di battimento di 134,3 MHz, esisterà anche un'altra frequenza, (quella appunto detta «immagine»), di 123,6 MHz appunto, capace di «battere» con quella di battimento generando anch'essa una differenza di 10,7 MHz.

I segnali in arrivo con frequenza «immagine» sono quindi pericolosi perché possono entrare anch'essi nel canale, sia pur di alta selettività di media frequenza, e dar luogo a interferenze fra due segnali e per di più fra due diversi «servizi», ciascuno relativo ad una distinta banda di lavoro.

Nel nostro caso però non abbiamo preoccupazioni. Abbiamo visto che il circuito di filtro passa-banda di alta frequenza in ingresso provvede ad attenuare drasticamente le frequenze immagine.

Ci sono quindi tre distinte difese nel nostro ricevitore TENKO contro i segnali che possono dare interferenze e precisamente:

— Il filtro passa-banda che permette un'ottima reiezione di immagine.

— La linearità dello stadio di alta frequenza a Mosfet che impedisce l'intermodulazione tra i vari segnali anche di forte intensità, presenti nella banda da 144 a 146 MHz e le frequenze da ricevere magari di frazioni di microvolt di livello.

— La selettività dello stadio di media frequenza (che vedremo al prossimo numero) che impedisce ogni interferenza da parte di emissioni anche solo distanti 25 kHz.

Ci premeva chiarire questi concetti che sono particolarmente importanti dato che la canalizzazione a 25 kHz consigliata dalla IARU (International Radio Amateur Union) per i 144 MHz, permette fino a 80 canali ma comporta delle condizioni di lavoro per i radioricevitori che divengono di tipo decisamente «professionale».

A qualche lettore i concetti qui esposti saranno ovvi e ci scusiamo con lui se ci dilunghiamo in chiarimenti che riterrà superflui. In realtà essi non lo sono per tutti coloro che cominciano a lavorare in banda come IW con la «Licenza speciale» e debbono completare per necessità il loro bagaglio di cognizioni tecniche il più presto possibile.

Vediamo ora il circuito dell'oscillatore e dei due triplicatori in cascata operanti rispettivamente ad esempio su 14,923, 44,767 e 134,3 MHz per la frequenza di lavoro di centro banda in ingresso di 145,0 MHz, circa.

L'oscillatore è dotato in ingresso di uno zoccolo per cristallo che si chiude verso massa con due condensatori per il ritocco di frequenza, uno fisso C19 ed uno semifisso CV di basso valore.

Se non si utilizza lo zoccolo questo, restando vuoto, sottrarrà automaticamente, eliminandoli dal circuito, i due condensatori e permetterà così il collegamento ad una quarziera di commutazione, per la sintonia canalizzata, o ad un VFO, per la sintonia continua.

Il circuito dell'oscillatore è semplicissimo e, dato che non utilizza circuiti di sintonia, si comporta egualmente bene per un vasto campo di frequenze, largamente superiore all'intervallo dai 14,811 ai 15,034 MHz, richiesto per i 2 MHz della banda utile di ricezione.

La reazione è data dalla scelta del rapporto di capacità tra i condensatori C20 e C21 che è stata fatta dal progettista in base al guadagno medio che può permettere TR3, determinato anche dal punto di lavoro scelto con la polarizzazione di base tramite R9 e R10.

Il circuito prevede un collettore «freddo» disaccoppiato verso massa da un circuito RC costituito da R11 e C16 e C17 che filtra ogni traccia di radiofrequenza.

L'uscita dallo stadio avviene quindi su bassa impedenza con pre-

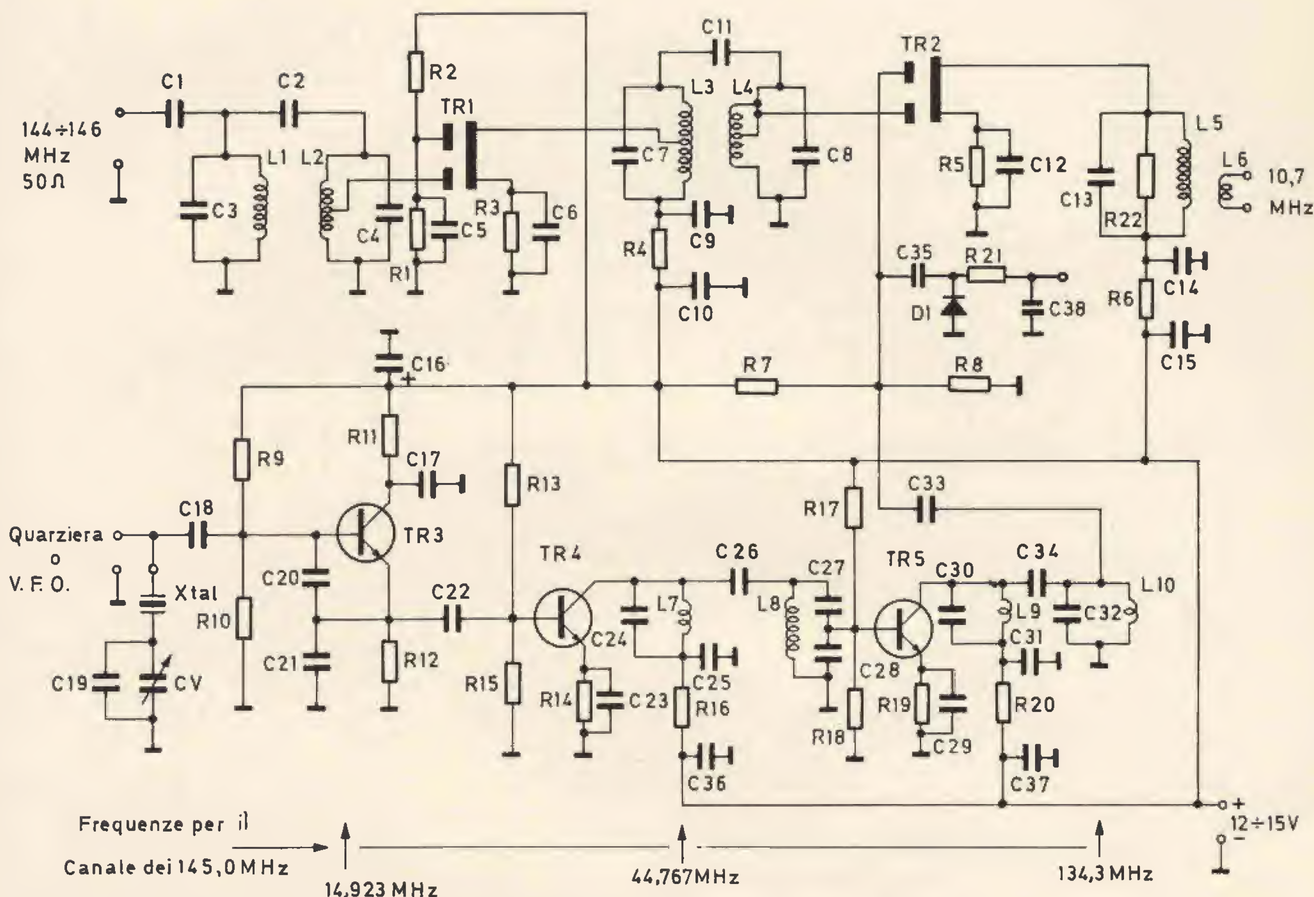


Fig. 2 - Schema elettrico dello stadio convertitore dai 144 ai 10,7 MHz del ricevitore TENKO.

lievo di un segnale dall'emitter, polarizzato da R12 tramite un condensatore, C22, che alimenta la base di Tr4.

Questo transistore triplica la frequenza in base e viene portato al suo giusto punto di lavoro in classe C, l'ottimo per la triplicazione, dalle due polarizzazioni combinate di emitter, con R14 e C23, e di base tramite il partitore realizzato con R13 e R14.

L'uscita in collettore alimenta un circuito passa-banda realizzato con due distinti circuiti di sintonia (L7 con C24 e L8 con C27 e C28) debolmente accoppiati fra loro con un condensatore di bassa capacità (C26).

Il partitore capacitivo realizzato con C27 e C28 permette di adattare l'uscita all'impedenza della base di Tr5.

Il circuito del secondo triplicatore è identico a quello di Tr4. Stesso tipo di polarizzazione e di circuito di banda in uscita con l'unica differenza che questa volta l'ultimo circuito di sintonia non utilizza un partitore capacitivo ma solo un condensatore di accoppiamento (C33) per trasferire il segnale di conversione al «gate» relativo di Tr2.

Entrambi gli stadi sono pure disaccoppiati, come alimentazione, con la stessa disposizione RC (R16 C25 e C36 per Tr4 e R20 e C31 e C37 per Tr5).

Il doppio circuito di sintonia impiegato per l'uscita di collettore degli stadi triplicatori ha un notevole effetto pratico in quanto:

— Elimina, con buona attenuazione, le frequenze spurie prodotte dal tipico funzionamento in moltiplicazione di frequenza in classe C.

— Disaccoppia fra loro le varie sintonie, facilitando sensibilmente la messa a punto.

Certo, con ciò, il circuito resta più complesso, ma ne vale la pena. E' questa una caratteristica dei prodotti TENKO: non si lesina mai su quello che è veramente necessario.

LA REALIZZAZIONE

Come per gli altri telaietti della TENKO fin qui esaminati, il circuito stampato è del tipo a doppia metallizzazione con forature metallizzate e doratura di superficie.

C'è un dato nelle caratteristiche tecniche di questo convertitore che può stupire. Ci riferiamo a quel ± 0,2 dB di fedeltà che viene annunciato nell'andamento della curva del filtro di alta frequenza per il tratto relativo alla banda passante.

Bene! Si tratta di risultati da accettare con tutta tranquillità perché verificati sul tubo RC panoramico del ben noto «Poliscope» della «Rohde e Schwarz».

Un altro dettaglio importante che emerge dalla foto di presentazione sta nel fatto che tutti i circuiti di sintonia sono stati debitamente schermati. Le sintonie vengono così ottenute sistematicamente per regolazione di ferrite.

PANORAMICA DEI MEZZI RADIO A DISPOSIZIONE DEI NAVIGANTI

a cura di Mike JEY

Forniamo in dettaglio tutta una serie di informazioni tecnico-pratiche che permetteranno, a chi va per mare, di scegliere, a seconda delle singole esigenze, l'apparato radio di bordo più adatto.

L'argomento di questo articolo è utile, il titolo interessante e il sottotitolo decisamente ambizioso. Spiegare la radio a tutti è infatti difficile, specialmente per quanto riguarda la radiocomunicazione in mare.

Il lettore vuole sapere con chiarezza come stanno le cose e con esso pure chi costruisce o vende al pubblico. Cercheremo di fare del nostro meglio.

Occorre d'altra parte formare una opinione pubblica sul problema delle comunicazioni sul mare in modo da spingere sia il Ministero delle Poste e Telecomunicazioni che il Governo a sviluppare, organizzare e gestire sempre meglio i servizi radiomarittimi.

Purtroppo, malgrado i 10 mila chilometri circa delle nostre coste, da Ventimiglia a Trieste, la situazione generale non è soddisfacente. Mentre il turismo nautico si sviluppa sempre più, estate dopo estate, nel nostro Paese, burocratico e conservatore, le contraddizioni sono infinite e la nautica, le marine, con i loro servizi non sfuggono alla regola.

CHIARIRE, SCEGLIERE, CAPIRE

Le radiocomunicazioni interessano, giustamente, chi va per mare e fra costoro consideriamo sia la Marina mercantile, quella minore gestita dalla gente di mare e, infine, i diportisti.

La sicurezza di chi esce in mare con la barca, sia che si impegni in una crociera come pure per le manovre di attracco in porto, dipende, in buona parte, dagli umori del tempo, dalle sue evoluzioni magari mutevoli e, di conseguenza, dalle notizie radio che si possono captare.

Il restare in contatto con la terra ferma, oppure con altre imbarcazioni ed essere inoltre sicuri della possibilità di un intervento, al limite di emergenza, sono motivi di conforto, di fiducia e tranquillità, per chi si trova in mare.

Tra l'altro, in caso di bisogno, la radio permetterà di fare intervenire appena possibile l'imbarcazione di un amico invece del solito salvatore privato che, secondo le tariffe, potrebbe pretendere un alto premio da speculazione.

Se, chiarire comunque i servizi radio, è dovere di chi scrive, impegnarsi a capire e gestire il mezzo radio tocca a chi intende navigare. Precisiamo che l'argomento non è facile per l'uno e per gli altri.

GLI IMPIANTI RADIO DI BORDO

I vari impianti radio che si possono, attualmente, installare a bordo come la natura e la propagazione delle onde radio che portano i nostri messaggi sono cose utili da conoscere in particolare per coloro, e sono tanti, che risultano del tutto digiuni di queste cognizioni tecniche pur ritenendosi ottimi marinai, eccellenti «secondi» e «comandanti» di prim'ordine.

In realtà anche se si è all'altezza del governo dei mezzi nautici ci si può ritenere «comandanti» solo a patto di essere capaci di elaborare una strategia di conduzione del mezzo nautico che tenga conto di tutte le «variabili» che possono intervenire. E per possedere tali «variabili» è indispensabile essere capaci di utilizzare bene le teleco-

municazioni marine con un apparato radio adatto alla imbarcazione.

SCHEMA BASE DI UN IMPIANTO

Ogni impianto di radiocomunicazioni di bordo è costituito da un numero ben preciso di componenti. Esaminiamoli:

— La sorgente di alimentazione elettrica; può essere costituita da una serie di pilette contenute nell'apparato, come pure dalla batteria di accumulatori (da 12 a 24 V) che, nei cabinati, viene utilizzata per l'illuminazione e per l'avviamento elettrico del motore.

— L'apparato ricetrasmittente vero e proprio che, negli impianti fissi, viene collegato alla sorgente di alimentazione ed alla antenna.

Negli impianti mobili invece, definibili anche come «portatili» o «walkie-talkie», l'alimentazione viene fornita da pilette o da un piccolo accumulatore ricaricabile disposti nell'apparato mentre l'antenna è costituita, in questo caso, da uno stilo metallico, sfilabile ed estensibile in modo telescopico che, in condizioni di riposo, viene fatto rientrare nell'apparato radio.

Il comando fondamentale di entrambe le esecuzioni, fissa e mobile, è un pulsante che, premuto, permette di passare in trasmissione e, rilasciato, di ricevere i messaggi. Una levetta, negli impianti più semplici, permetterà di scegliere molto facilmente il «canale» di conversazione; appunto come, con la tastiera di un ricevitore di filodiffusione o di una autoradio, si sceglie il «canale» musicale.

Gli impianti più complessi (di tipo fisso) dispongono invece di una serie di comandi assai complicati che, però, i costruttori si preoccupano di rendere per quanto possibile accessibili a tutti.

All'antenna spetta il compito di emettere e ricevere (si dice anche captare) le onde radio. E' uno degli elementi più importanti da cui dipende in larga misura il rendimento dell'impianto. Migliore è la antenna e meglio ci si fa sentire a distanza e si riceve il corrispondente.

ORIENTAMENTO SUGLI IMPIANTI RADIO

Prima di scrivere abbiamo chiacchierato a lungo con autentici profani del campo radio. E' emersa la esigenza di sapere, con precisione, ciò che occorre per ogni barca.

Un profano ha detto pittorescamente «...vogliamo sapere che scarpe adoperare per ogni tipo di STRADA da percorrere...». Rispondiamo con una classificazione degli impianti.



Fig. 1 - Panoramica di una serie di radiotelefoni portatili o Walkie-Talkie (in alto nella foto) e di tre modelli per impianto fisso per il Canale 1 dei 27 MHz.
Il modello portatile contrassegnato in alto con la freccia è il ben noto e robustissimo modello Tokai TC 502 particolarmente consigliabile per il servizio a bordo. Il modello contrassegnato con la freccia in basso è invece il tipo «Fieldmaster» della Sommerkamp; è di ridotte dimensioni e di potenza adatta all'installazione fissa presso la sede di ogni Circolo Nautico che abbia ottenuto dal Ministero PT la concessione del servizio sul Canale 1 dei 27 MHz. Ci è giunta notizia non ufficiale che il Ministero concederà un altro canale nella gamma dei 27 MHz alla Nautica, estendendo inoltre il servizio a tutto l'anno. Ci auguriamo che questa notizia venga ufficialmente confermata.

— La deriva, come la barchetta a motore, è bene non navighino in solitudine. Il mare è immenso, ci si può sperdere facilmente. Nelle scuole di vela sarebbe prudente che un incaricato seguisse, dall'alto, le imbarcazioni. In tal modo si può fare a meno dell'impianto radio; è sufficiente che sia installato a terra presso l'osservatorio e sull'imbarcazione di emergenza della organizzazione nautica. Sono così sufficienti, ad esempio, due semplici radiotelefoni portatili operanti sul «Canale 1» dei 27 MHz.

— Per le brevi uscite di fine settimana può servire lo stesso mezzo. Non sempre, però, a terra il servizio d'ascolto è continuo giorno e notte. Si possono comunque prendere accordi preventivi.

Il costo risulta modesto e il funzionamento semplice.

— Nelle crociere fino a circa 20 miglia da terra, o poco più, possono servire, e con vantaggio, apparati **fissi,** cosiddetti «operanti in VHF».

Costano di più, dalle 300 alle 400 mila lire, ma in compenso sono di uso semplice, consumano poco e permettono collegamenti con le Capitanerie di Porto e con le stazioni costiere del Ministero P.T. che esercitano un servizio pubblico e sono quindi sempre in ascolto. Si possono pure realizzare comunicazioni telefoniche in teleselezione in tutta la rete nazionale ed anche internazionale, se il natante le richiede.

E' necessario abbonarsi al servizio delle stazioni costiere PT con un canone annuo — dalle 40 alle 50 mila lire — presso la Telemar o la Sirm, Società Concessionaria del Ministero; occorre espletare naturalmente, delle formalità burocratiche.

In altri Paesi, per esempio in Francia, il collegamento VHF viene realizzato anche con dei mezzi radio «portatili» che non richiedono la installazione dell'antenna; sono maneggevoli, poco ingombranti, di costo minore, circa 150.000 lire, pur permettendo tutto quello che consentono i «fissi» operanti in VHF, tranne le telefonate.

Il canone annuo, meno oneroso, si paga direttamente al Ministero competente.

Questo servizio che sarebbe lo ideale per la nautica minore, dato che potrebbe persino venire impiegato sul battellino di salvataggio, da noi non è ancora stato purtroppo concesso.

— Per una crociera in altura, oltre le 40 miglia, conviene dotare la imbarcazione di apparati radio in onda corta, o HF, di costo notevole e di funzionamento complesso, al punto che bisogna superare un esame per ottenere il Patentino. E' necessario il versamento del canone annuo di abbonamento come nel caso degli impianti fissi in VHF; gli apparati in HF se pur più costosi e impegnativi permettono in pratica di superare qualsiasi distanza.



Fig. 2 - La nostra flotta di pescherecci fa spesso uso di radiotelefoni operanti sui canali dei 27 MHz data la praticità di impiego di questi mezzi radio.

IL «CANALE 1» DEI 27 MHz

Il «Canale 1» è un «Canale di radiocomunicazione» che il Ministero Poste e Telecomunicazioni ha concesso in gestione per la «sicurezza in mare» direttamente alle Organizzazioni Nautiche, ossia Circoli nautici, Sezioni della Lega Navale e così via.

Si tratta del primo «servizio radio» attualmente a disposizione, in Italia. Presenta alcuni vantaggi dato che utilizza apparati «portatili» di uso semplice, poco costosi, dalle 30 alle 80 mila lire, di ingombro limitato che funzionano sia con pilette interne, sia con la batteria di bordo da 12 V. Questi apparati mobili si prestano bene specialmente per gommoni o piccole imbarcazioni anche a vela. L'apparato è dotato di 4 comandi:

— Il commutatore di canale che non serve in pratica perché la levetta va lasciata sempre sulla stessa posizione, quella appunto del «Canale 1», l'unico concesso; al riguardo precisiamo che non si debbono usare altri canali.

— La manopola del «volume» che permette di regolare l'intensità sonora in ricezione.

— La manopola di «squelch», o silenziamento, che è un comando utile. Girandolo a sinistra, in senso antiorario, si sente in assenza di segnale un fruscio di fondo.

Si ruota allora delicatamente il bottone fino a che il fruscio scompare e in questa posizione lo si lascia. L'apparato resterà in silenzio ma sempre pronto a fare sentire la voce di chi chiama.

Ciò si può fare, in pratica, soltanto con gli impianti collegati con un cavetto alla batteria perché, diversamente, le pilette con la ricezione continuata si scaricherebbero rapidamente.

— Il pulsante di trasmissione: negli apparati «portatili» è fissato a lato e viene azionato con il pollice della mano che impugna l'apparato con lo stiletto di antenna estratto e mantenuto verticale. Negli impianti «fissi», invece, il pulsante, sempre azionato dal pollice, è disposto sul microfono.

Sono comandi molto semplici, alla portata di tutti. Il «Canale 1» è affidato direttamente in gestione ai Circoli e questi difficilmente si disturbano tra loro data la modesta portata degli apparati che coprono, al massimo, qualche decina di chilometri.

Si realizzano ottimi risultati in particolare durante le regate veliche quando le lance di sicurezza possono venire guidate, via radio, da un osservatore situato in posto sopraelevato che tenga d'occhio, soprattutto, le barche che hanno fatto scuffia e magari vengano spinte, dal vento, verso gli scogli oppure al largo.

Questo servizio presenta, però, sensibili inconvenienti. Prima di tutto la tecnica di funzionamento degli apparati li rende molto sensibili ai disturbi, specie quelli provocati dai motori.

Il «Canale 1» viene poi disturbato da interferenze sporadiche per radioonde che vengono riflesse a grande distanza dagli strati superiori dell'atmosfera e dai «CB» o stazioni radio abusive.

L'inconveniente maggiore deriva, però, dal fatto che il servizio è poco sicuro venendo gestito dalle sin-



Fig. 3 - Gli allievi di Caprera si apprestano a scendere in mare con le derive. In primo piano l'istruttore che impugna il radiotelefono con il quale si terrà in contatto radio con la torre di controllo. *(Foto Lega Navale Italiana)*

gole organizzazioni nautiche che non si impegnano, quasi mai, ad effettuare l'ascolto continuo a terra ma solo, al massimo, per 8-10 ore al giorno nel periodo da aprile a settembre.

IL CANALE 9 DELLE VHF

Per il significato del canale 9 e delle VHF basta dire, che le radioonde di una serie di canali — tra cui il 9 — dette VHF, sono state destinate, per accordo internazionale, al servizio marino appunto per le loro caratteristiche.

Il Canale 9 delle VHF è stato adibito, sempre per convenzione internazionale, al servizio tra terra e nave per i porti privati o fra imbarcazioni e scialuppe di servizio.

Si utilizza in pratica un apparato fisso di comandi e funzionamento del tutto uguali a quelli del «Canale 1» dei 27 MHz. Il tipo di funzionamento di questo radiotelefono operante in VHF, lo rende insensibile ai disturbi ed alle interferenze sporadiche tipiche invece del «Canale 1» dei 27 MHz.

Le radioonde della banda VHF si propagano, infatti, solo in linea retta come un raggio di luce ed hanno infatti una portata paragonabile a quella dei fari luminosi.

E' sufficiente quindi che il porto privato disponga la propria stazione VHF in posizione sopraelevata perché si abbia un notevole raggio di azione privato. Ad esempio il porto di Gaeta, che ha posto la sua stazione a 150 m di altezza, serve le imbarcazioni in mare per un raggio di circa 60 miglia.

Si noti che il porto privato può consentire, a differenza delle organizzazioni nautiche, un ascolto continuato per tutto il giorno assicurando così un effettivo servizio di sicurezza per di più esente da disturbi ed interferenze, che viene esteso a tutto l'anno e non solo alla stagione estiva.

Va notato anche che la portata ottica delle VHF impedisce che i vari porti privati, defilati fra loro dalla costa, interferiscano fra loro anche se disposti a solo qualche decina di chilometri di distanza.

Varrebbe la pena, quindi, che il Ministero PT abolisse il «Canale 1» dei 27 MHz e concedesse il Canale 9 VHF a tutte le organizzazioni nautiche.

Naturalmente dovrebbe anche imporre un buon impianto fisso di antenna a terra il più possibile sopraelevato e l'ascolto continuato, se il caso con un canone annuo da corrispondere al Circolo nautico per coprire le spese del servizio di ascolto. Solo così si potrebbe fare un primo efficace passo verso la «sicurezza in mare».



Fig. 4 - Scuola velica di Caprera. Gli allievi, finita la lezione pratica, stanno disarmando le derive sul litorale. Nel corso delle loro esercitazioni essi sono costantemente controllati da osservatori muniti di binocolo e radiotelefono e disposti su di una torre di osservazione. Al minimo incidente è così possibile far intervenire la lancia di sicurezza, anch'essa dotata di radiotelefono, che segue costantemente le imbarcazioni durante la navigazione. (Foto Lega Navale Italiana).

Il costo di questi impianti si aggira intorno alle 400 mila lire, però gli apparati sarebbero, tra l'altro, di tipo «omologato» con l'approvazione tecnica del Ministero PT con tutte le prestazioni tipiche delle VHF che sono tali da assicurare un servizio sicuro sotto tutti i punti di vista.

Il prezzo dell'apparato di bordo potrebbe ridursi sensibilmente, 150 mila lire circa, se come in altri paesi si concedesse, per il Canale 9 VHF, l'impiego di un apparato «portatile» (in luogo del fisso ora imposto) che potrebbe funzionare con ingombro ancora più ridotto che non quelli consimili del «Canale 1» dei 27 MHz, con antenna sfilabile di soli 50 cm circa di lunghezza, nonché con batterie interne ricaricabili, ancora più comode delle normali pilette.

IL SERVIZIO DEI CANALI VHF

Oltre al Canale 9, (per i collegamenti fra barca ed Organizzazioni nautiche e tra barca e scialuppa di servizio), le Convenzioni Internazionali prevedono un notevole numero di altri canali VHF ciascuno dei quali è contrassegnato da un numero.

Chi va per mare può utilizzare, per detti canali, un radiotelefono di tipo fisso eguale a quello ora imposto in Italia per il Canale 9. Basterà che, invece di lasciare il bottone del comando di canale sempre e solo sul numero 9, lo si sposti alla occorrenza su altri numeri che qui citiamo:

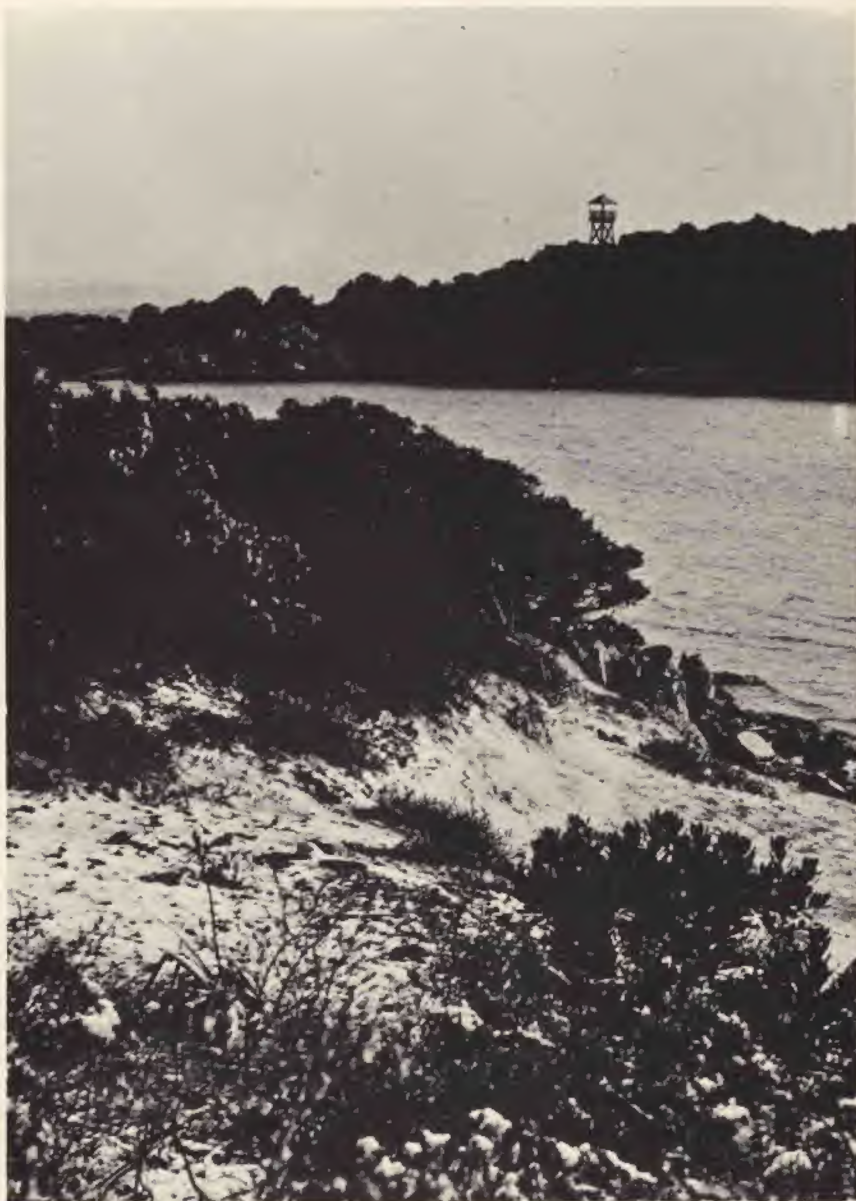


Fig. 5 - Insenatura dove si avventurano le «derive» della scuola velica di Caprera. Una torre di osservazione permette di dominare dall'alto la situazione e valutare la necessità di intervenire o meno in casi d'emergenza quando qualche barca fa scuffia. (Foto Lega Navale Italiana).

— Canale 16: serve per la emergenza e per la richiesta di soccorso oltre che la chiamata generale, sia verso l'operatore delle stazioni costiere del Ministero PT sia verso altri natanti: salvo qualche raro caso le stazioni costiere ed i natanti rimangono sempre all'ascolto su questo canale.

— Canale 6: è previsto per conversazioni tra imbarcazioni. Ci si può così scambiare consigli sulla rotta, avvisi, informazioni ed altro fino ad una decina di chilometri di distanza; a volte anche più, specie se l'antenna è alta, disposta in testa d'albero.

— Canale 12: previsto per i collegamenti con le Capitanerie di porto. Su questo canale si possono chiedere informazioni sui punti di ingresso di un porto, sull'attracco, nonché sul meteo.

— Canale WX: opera solo in ricezione. In Italia non ancora, ma in molti altri Paesi detto canale permette l'ascolto continuo del bollettino meteorologico periodicamente aggiornato con tutti gli «avvisi» del caso. Se attivato, questo ben utile servizio permetterebbe di sapere, «subito», specie nei momenti difficili, la situazione del meteo.

E' l'equivalente del numero telefonico previsto dalla Sip come pure del canale radio per il meteo aeronautico già in funzione anche da noi. Tra l'altro l'emissione continua del bollettino permetterebbe di verificare, in ogni momento, come funziona l'apparato, se pile ed accumulatori sono scarichi e se la antenna riceve bene.

Se la stazione chiamata, ad esempio, non risponde, basta spostare la levetta sul canale WX per controllare se si riceve bene l'emissione continua del WX.

Il canale WX, e ciò interessa in particolare il Ministero PT, ridurrebbe il lavoro degli operatori delle stazioni costiere. Essi, infatti, invece di venire interpellati anche per informazioni meteo potrebbero limitarsi a trasmettere periodicamente soltanto gli «avvisi» di burrasca.

Con i canali 9, 16, 6, 12, WX, siamo arrivati al numero di cinque: orbene esistono radiotelefoni di tipo portatile, simili a quello auspicato per il Canale 9, che operano su 6 canali.

Il costo, come si è visto, è di lire 150 mila, circa. Il Ministero PT autorizza invece, ripetiamo, soltanto apparecchi fissi che costano dalle 300 alle 600 mila lire.

— 25, 26 e 27: sono canali di pubblica corrispondenza sui quali lo operatore delle stazioni PT può parlare, con l'imbarcazione, dopo essere stato chiamato sul Canale 16. Quest'ultimo, difatti, è un canale che deve venire lasciato subito libero, per eventuali altre chiamate, specie per quelle di emergenza che possono capitare da un istante allo altro.

Il 25, 26 e 27 sono canali sui quali è possibile, per la imbarcazione, effettuare una comunicazione telefonica, con qualsiasi utente, sulla rete nazionale ed a volte anche su quella internazionale.

Ecco come si opera: la barca chiama sul 16, si qualifica e passa a parlare, con l'operatore, su uno dei tre canali ossia il 25, o il 26, oppure il 27, che non risulti già impegnato.

Si precisa il numero telefonico dell'utente da chiamare e si passa all'ascolto.

Dopo qualche minuto la barca viene richiamata sullo stesso canale ed ottiene la comunicazione richiesta.

Questo servizio telefonico fruisce, in VHF, di tariffe ridotte.

Tre minuti di conversazione costano circa 600 lire: si paga periodicamente alla presentazione di una distinta.

Sono comodità utili per il navigante, assicurano i familiari, permettono di sbrigare faccende importanti; costano un abbonamento annuo al servizio radiomarittimo, che va dalle 40 alle 50 mila lire.

LA MINACCIA DI UN AUMENTO DI PREZZO DEGLI APPARATI VHF

Per concludere: soltanto le imbarcazioni di maggiore mole, in grado di sopportare l'onere di un impianto fisso VHF e relativo canone, possono garantirsi una certa sicurezza nel servizio radio di bordo.

In Italia solo la scialuppa di servizio può comunicare con un radiotelefono VHF — che costa 150 mila lire — sul Canale 9 con la stazione VHF fissa di bordo.

Sul servizio VHF incombe poi la minaccia di un aumento del prezzo dato che, con circolare provvisoria emessa nel dicembre 1972, il Ministero PT ha annunciato normative più ardue da superare se si vuole ottenere l'omologazione, cioè l'autorizzazione a vendere ufficialmente il mezzo radio.

In questo caso l'**omologazione** che indubbiamente, (è doveroso dirlo), costituisce un elemento di difesa del privato acquirente, diviene pure un elemento discriminante fra i ceti meno abbienti confinati di fatto al «Canale 1» dei 27 MHz e quelli che si possono permettere l'impianto fisso, in VHF, il cui prezzo, come abbiamo già detto è notevole.

Per sanare la situazione basterebbe che il Ministero PT emanasse normative commisurate alle miglia massime di costa cui ogni natante è autorizzato, secondo il nostro recente Codice di navigazione.

Naturalmente, lo ripetiamo, se non si fanno telefonate in barca basterebbero i quattro canali 16, 6, 9 e 12 senza la necessità del 25, del 26 e del 27 di «pubblica corrispondenza».

Basterebbe un canone ridotto — proponiamo 10 mila lire circa — da versare direttamente al Ministero PT senza l'intermediario della Telemar o Sirm, società concessionarie. Comincerebbe una situazione di effettiva sicurezza, quella che il «Canale 1» dei 27 MHz non può garantire.

Con questi canoni lo Stato introiterebbe somme notevoli da destinare agli impianti costieri senza oneri, in più, dato che gli operatori delle stazioni verrebbero interpellati solo per casi di emergenza.

Gli italiani si lamentano perché le industrie straniere, in particolare quelle giapponesi, ci fanno una concorrenza spietata, di conseguenza per difenderci, per sopravvivere magari, bisogna rivedere tutto dal punto di vista tecnico, semplificando ogni cosa, onde creare un mercato competitivo per i prezzi.

Soltanto apparati non troppo complessi possono sostenere questa sfida con l'estero e garantire un certo successo.

Il Ministero PT, come del resto il Governo, dovrebbero tenere conto della situazione obiettiva e capire che una maggiore partecipazione ai servizi marini PT porterebbe denaro nelle casse del Fisco.

Gli utenti, se si attivasse il semplice servizio WX (trasmissione continua del meteo come già avviene in aeronautica), diventerebbero ben più numerosi in quanto vedrebbero aumentare sensibilmente la propria libertà di movimento in tutta sicurezza.

IL SERVIZIO IN ONDA CORTA O HF

Oltre che con il «Canale 1» delle organizzazioni nautiche, con il canale 9 VHF dei porti privati ed i vari canali di servizio pubblico delle VHF, ci si può collegare via radio anche con un altro servizio cosiddetto in onda corta o HF. Esso presenta il vantaggio fondamentale di permettere comunicazioni di buona qualità, a volte anche con località schermate da rilievi di costa, in una zona che varia dalle 200 alle 300 miglia marine ed anche di più. Con impianti speciali le comunicazioni si ottengono persino a varie migliaia di miglia di distanza.

Gli apparati, però, sono ingombranti e di consumo notevole per gli accumulatori di bordo che devono essere, logicamente, ben proporzionati. Inoltre richiedono antenne di un certo impegno organizzativo che sono assai esposte ai guasti.

Dato l'affollamento dei servizi ra-



Fig. 6 - Serie di derive che procedono con buon vento «in ordine di fila» ai comandi di un istruttore del centro velico di Caprera. Di lato si può notare la lancia di sicurezza a motore, comandata via radiotelefono, che segue le evoluzioni delle imbarcazioni. *(Foto Lega Navale Italiana)*

dio, si è dovuto inoltre adottare un sistema di trasmissione — la famosa Banda Laterale Unica o «Blu» — che permette una valida difesa dai disturbi, dalle interferenze e aumenta il numero delle radiocomunicazioni, ma comporta una spesa notevole data l'aumentata complessità circuitale degli apparati.

All'ultima Mostra di Genova il prezzo più abbordabile si aggirava sulle 900 mila lire.

Per i diportisti medi, come per il naviglio minore in genere, l'apparato in HF, per ora almeno, è sconsigliabile perché richiede, tra l'altro, manovre più complesse di quelle ridotte al minimo ed alla portata di tutti che sono tipiche delle VHF: bottone del «Volume», silenziamento o «squelch», levetta dei Canali e pulsante di trasmissione.

Soltanto le imbarcazioni da diporto ed i pescherecci di un certo tonnellaggio potranno, quindi, avvalersi dei radioservizi in Onda Corta, o HF.

NOTE SUL TRAFFICO MARITTIMO ITALIANO

Sulle possibilità di collegamento radio effettivo sui vari servizi, diamo qualche nota incominciando dal «Canale 1» dei 27 MHz.

La propagazione delle radioonde potrà permettere di coprire, con mare calmo e regimi meteo di alta pressione, distante dalle 60 alle 100 miglia che si ridurranno però, con un meteo cattivo, a sole 15-20 miglia di distanza tra barca e un Club nautico che disponga di un'antenna posta a 5-6 m sul livello del mare.

Se necessita una continuità di servizio occorrerà mettersi d'accordo con l'operatore dell'organizzazione nautica oppure con amici o incaricati che si diano il cambio alla stazione base a terra. Il canale 9 della VHF del porto privato, ben sistemato come altezza di stazione e con un operatore in continuo ascolto potrà, invece, eseguire un buon servizio ed evitare i disturbi che, di solito, affliggono il «Canale 1».

Se l'antenna viene posta molto in alto, sarà garantita una «copertura radio» di 50 - 60 miglia.

La portata delle stazioni VHF, canali 16 e 25, 26, 27, del Ministero PT è buona; in condizioni normali si copre una distanza varian-



Fig. 7 - Ricetrasmettitore portatile per le VHF marine della Standard. Prevede 1 W di potenza di uscita e 5 canali di servizio. Speriamo che questo radiotelefono possa venire omologato dal Ministero PT in modo da costituire un mezzo valido e non troppo costoso.

te dalle 60 alle 80 miglia come minimo, ed anche assai di più quando esistono buone condizioni di propagazione delle onde radio.

Abbiamo parlato di «condizioni normali» perché esistono pure delle «condizioni anormali» che possono purtroppo verificarsi comportando gravi disservizi nelle stazioni costiere italiane. E' un argomento delicato ma che esiste; bisogna perciò affrontarlo consapevolmente.

Mano mano che l'utenza si estendeva nel nostro Paese, in VHF abbiamo ora almeno 1.500-2.000 aprati, sono pervenute in redazione lagnanze sempre più numerose da parte dei diportisti nautici e dei venditori.

In sostanza capita a volte che:

— L'operatore PT della stazione costiera tarda a rispondere o, più raramente, non risponde affatto.

— L'operatore risponde magari anche subito sul canale 16 di chiamata generale, ma non riesce ad ascoltare l'utente sui canali 25 o 26 o 27.

— L'operatore riesce a collegarsi con l'utente solo su uno dei tre predetti canali dopo varie prove e notevole perdita di tempo.

— Queste comunicazioni riescono solo a piccola distanza dalla stazione costiera, in pratica dal porto o dalla rada, mentre non sono più possibili a solo 5 o 10 miglia di distanza, o poco più.

Le stazioni delle Capitanerie di porto invece, ove esistano, se chiamate sul canale 12 nelle ore di servizio rispondono prontamente, ma ovviamente, solo a breve distanza dal porto dato, che non vengono dotate di antenne di una certa altezza sul livello del mare come della necessaria potenza di emissione.

MAL SERVITE LE STAZIONI COSTIERE

Per disservizi in VHF, di cui qui abbiamo dato doverosa informazione, esistono a nostro parere delle giustificazioni e delle responsabilità. Esaminiamole con animo sereno.

Anzitutto lo sviluppo delle nostre coste, ben 10.000 chilometri, impegna il Ministero PT a gestire un notevole numero di stazioni costiere VHF e bisogna riconoscere che specie in questi ultimi anni, esso si è impegnato in un programma piuttosto vasto di ampliamento ed ammodernamento; ciò anche per rispondere alle esigenze di aggiornamento di una tecnica, come quelle delle radiocomunicazioni, che per far fronte alla crescente richiesta di traffico impone soluzioni sempre più raffinate e sofisticate.

Purtroppo questi aggiornamenti esigono a loro volta personale sempre più qualificato. Occorre dire che i Dirigenti della Divisione Centrale dei Servizi Radioelettrici, la branchia cioè del Ministero PT che si occupa di tutte le radiocomunicazioni, quelle marittime comprese, si sono dimostrati all'altezza della situazione e siamo stati lieti di dichiararlo apertamente da queste pagine.

Ma direttive e progetti ben elaborati non sono sufficienti. Occorrono pure mezzi e personale adeguati.

Probabilmente è proprio la deficienza dei mezzi tecnici ma soprattutto del personale che provoca i disservizi della nostra rete VHF.

A questo punto è al Ministero PT che spetta la responsabilità di intervenire per eliminare al più presto il male alla sua radice.

Nei servizi in HF invece, se un disservizio esiste, esso sta nel fatto che troppo scarse, anche qui per difetto di personale, sono le stazioni costiere che svolgono un servizio veramente efficace con il diporto nautico e la gente di mare imbarcata su mezzi minori.

Nell'alto Tirreno, tanto per precisare, solo la stazione di «Livorno Radio» svolge un encomiabile e completo servizio specie nel periodo estivo.

Genova non risponde o, se lo fa, opera con le note saltuarie limitazioni, dovute ai già ricordati disservizi in VHF.

Ci auguriamo, sia per le casse dello Stato, che per la sicurezza di chi naviga, che i servizi radiomarittimi migliorino e vengano messi a disposizione di tutti. Il Ministero PT ha comunque previsto tutta una serie di interventi che dovrebbero sanare la situazione.

Miglioreranno così tra l'altro anche le nostre possibilità turistiche e quindi indirettamente, ed in misura decisiva, pure le entrate del bilancio nazionale.

AMTRON **UK 142**



scatole di montaggio

CORRETTORE DI TONALITÀ HI-FI

CARATTERISTICHE TECNICHE

- **Guadagno alla frequenza centrale di 10.000 Hz: 0 dB**
- **Attenuazione massima per le frequenze basse ed acute: 20 dB**
- **Esaltazione massima per le frequenze basse ed acute: 20 dB**
- **Massima ampiezza del segnale di ingresso : 30 mV efficaci**
- **Ampiezza massima del segnale di uscita: 300 mV efficaci**
- **Transistori impiegati: 3xBC209B**
- **Alimentazione: mediante batteria incorporata da 9 V, oppure tramite sorgente esterna, attraverso un apposito raccordo.**
- **Massima intensità della corrente assorbita: 3 mA**
- **Dimensioni massime di ingombro: mm 100 (larghezza) x 62 (altezza) x 73 (profondità)**
- **Peso: 210 g (compresa la batteria)**

Il correttore di tonalità AMTRON UK 142 è stato progettato con caratteristiche tali, che ne consentono l'inserimento tra la sorgente di segnale e l'ingresso di un amplificatore di Bassa Frequenza, oppure tra l'uscita di un preamplificatore e l'ingresso dell'amplificatore propriamente detto, a patto che le caratteristiche del segnale di ingresso e di uscita corrispondano alle prestazioni dell'unità, che vengono precisate più avanti.

La struttura compatta e razionale di questo dispositivo è inoltre tale da renderne assai facile l'installazione in qualsiasi impianto di amplificazione pre-esistente, grazie soprattutto alle minime dimensioni, ed alla possibilità di alimentare il dispositivo sia con una batteria incorporata, sia mediante un raccordo previsto sul retro, che ne consente il collegamento alla sorgente di alimentazione che fa parte dell'apparecchiatura principale oppure dell'alimentatore stabilizzato UK 607 particolarmente adatto allo scopo.

Il dispositivo è munito di due raccordi, di cui uno di ingresso ed uno di uscita, che facilitano notevolmente l'installazione, con l'impiego di due semplici connettori di tipo adatto.

Nell'eventualità che questo correttore di tono venga usato con alimentazione autonoma, è stato previsto anche un semplice interruttore a cursore, che inserisce o disinserisce l'alimentazione, a seconda delle esigenze. Quando invece il dispositivo viene alimentato tramite la sorgente principale, questo interruttore può essere lasciato permanentemente chiuso, in quanto l'alimentazione del dispositivo dipende dal fatto che l'impianto principale sia o meno in funzione.

La regolazione del tono avviene separatamente per le frequenze basse e per quelle acute, mediante due modernissimi potenziometri lineari del tipo a cursore, facilmente e comodamente accessibili sul pannello superiore del dispositivo, azionati mediante due manopole a pressione, opportunamente contrassegnate.

Il correttore di tonalità UK 142 fornisce un'attenuazione ed un'esaltazione massima di circa 20 dB, rispettivamente per le frequenze inferiori e superiori a quella di riferimento di 1.000 Hz, con una variazione pari all'incirca a 6 dB per ottava. In altre parole, applicando all'ingresso un segnale alla frequenza di 1.000 Hz, di ampiezza adeguata, il medesimo segnale, con la medesima ampiezza, risulta disponibile all'uscita del dispositivo, qualunque sia la posizione dei due controlli di tono, nel senso che il guadagno è nullo in corrispondenza della suddetta frequenza centrale. Per contro, se entrambi i controlli vengono predisposti per la massima esaltazione delle due estremità della gamma, oppure per la loro massima attenuazione, un segnale di ingresso avente la frequenza minima di circa 20 Hz, oppure la frequenza massima di circa 15.000 Hz, subisce rispettivamente un guadagno di circa 20 dB, oppure un'attenuazione anch'essa pari a circa 20 dB, con tutti i valori intermedi relativi alla posizione dei due controlli separati.

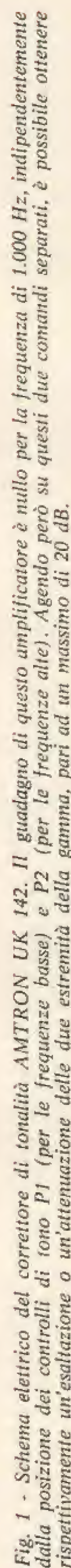


Fig. 1 - Schema elettrico del correttore di tonalità AMTRON UK 142. Il guadagno di questo amplificatore è nullo per la frequenza di 1.000 Hz, indipendentemente dalla posizione dei controlli di tono P1 (per le frequenze basse) e P2 (per le frequenze alte). Agendo però su questi due comandi separati, è possibile ottenere rispettivamente un'esaltazione o un'attenuazione delle due estremità della gamma, pari ad un massimo di 20 dB.

In ogni caso, l'ampiezza del segnale di ingresso non deve essere mai tale da determinare in uscita la presenza di un segnale avente un'ampiezza maggiore di 300 mV efficaci.

Se si considera che il guadagno massimo ammonta appunto a 20 dB, e che la tensione di uscita non deve superare il suddetto valore di 300 mV, è chiaro che — qualunque sia la frequenza del segnale da amplificare o comunque da correggere — l'ampiezza del segnale di ingresso non deve mai essere maggiore di 30 mV.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Lo schema elettrico completo del correttore di tonalità AMTRON modello UK 142 è illustrato in tutti i suoi dettagli alla **figura 1.** Esso consiste in una rete selettiva di ingresso, della quale fanno parte il potenziometro P1 (per il controllo delle frequenze più gravi), il potenziometro P2 (per il controllo delle frequenze più acute) ed i componenti ad essi associati, ed in un amplificatore a tre stadi, necessari per ottenere le opportune relazioni di fase tra il segnale applicato all'ingresso e quello di controreazione, agli effetti del controllo di tonalità.

Il segnale di ingresso, applicato al terminale negativo della capacità C5, in corrispondenza del punto «H», passa attraverso la rete selettiva di cui si è detto, ed è disponibile — dopo la necessaria correzione — sul terminale positivo della capacità C25, nonché nel punto di unione tra i resistori di disaccoppiamento R10 e R15.

Il segnale presente in questo secondo punto viene applicato alla base di TR1, che funziona come stadio amplificatore di tensione ad uscita di emettitore: il segnale presente infatti ai capi di R35 viene applicato direttamente alla base di TR2, che funziona come stadio di amplificazione convenzionale, accoppiato direttamente, tramite il circuito di collettore, alla base del terzo stadio, TR3.

Anche quest'ultimo stadio funziona con accoppiamento di emettitore, ed il segnale presente alla sua uscita, ai capi di R50, costituisce in parte il segnale di uscita, disponibile nel punto «S», attraverso la capacità C40, ed in parte il segnale di reazione, che torna alla rete selettiva, attraverso C25.

Il funzionamento agli effetti della correzione del responso può essere sintetizzato come segue.

CORREZIONE DELLE FREQUENZE GRAVI

Quando il potenziometro P1 per il controllo delle frequenze gravi si trova nella sua posizione centrale, dal momento che si tratta di un elemento a variazione lineare, il valore resistivo globale di 100 kΩ risulta suddiviso in due parti uguali: di conseguenza, da entrambi i lati del cursore è disponibile un valore di 50 kΩ.

In tali condizioni, la rete selettiva risulta perfettamente simmetrica, nel senso che i valori reattivi presenti all'ingresso della rete sono esattamente uguali a quelli presenti invece nel circuito di controreazione. Di conseguenza, il guadagno dell'intero dispositivo, per tutte le frequenze comprese tra il valore minimo di 20 Hz, e la frequenza centrale di riferimento di 1.000 Hz risulta pari all'unità.

Quando il cursore di P1 viene spostato completamente verso destra (rispetto allo schema elettrico di figura 1), ossia viene portato a coincidere col terminale facente capo alla resistenza R20, il circuito di ingresso della rete selettiva risulta costituito dalla capacità C10, e dal resistore R5, in serie al potenziometro da 100 kΩ, in parallelo al quale è collegata la capacità C15: per contro, la rete di controreazione risulta costituita esclusivamente dal resistore R20, in serie alla capacità C25. A causa di ciò, lo sbilanciamento tra i due circuiti è tale da terminare la massima attenuazione nei confronti delle frequenze basse, appunto con una variazione di circa 6 dB per ottava: ne deriva che — partendo dalla frequenza centrale di 1.000 Hz, i segnali aventi una frequenza pari all'ottava inferiore (500 Hz) subiscono un'attenuazione in 6 dB, quelli aventi la frequenza dell'ottava immediatamente inferiore (250 Hz) subiscono un'attenuazione di 12 dB, i segnali aventi la frequenza di 125 Hz subiscono un'attenuazione di 18 dB, e così via.

Se infine il cursore del potenziometro P1 viene portato in corrispondenza del terminale sinistro, facente capo al resistore R5, il circuito di ingresso risulta costituito esclusivamente dalla capacità C5 in serie al resistore R5. Per contro, il circuito di controreazione risulta costituito dalla combinazione in parallelo tra P1 e C15, in serie al resistore R20 ed alla capacità C25. Il segnale di controreazione risulta perciò notevolmente attenuato rispetto all'ampiezza del segnale di ingresso, il che corrisponde ad una esaltazione delle frequenze gravi, aventi il medesimo andamento: in altre parole, i segnali di ingresso aventi la frequenza di 500 Hz subiscono un guadagno di 6 dB, quelli che presentano una frequenza di 250 Hz subiscono un guadagno di 12 dB, e così via.

Naturalmente, il guadagno e l'attenuazione delle frequenze gravi può assumere tutti i valori intermedi tra 0 dB ed il massimo di 20 dB, a seconda della posizione che viene conferita al cursore di P1.

CORREZIONE DELLE FREQUENZE ELEVATE

Anche nei confronti di questa sezione, quando il cursore di P2 si trova al centro della sua escursione, la rete selettiva presente in serie al circuito di entrata risulta identica a quella del circuito di controreazione: infatti, la parte in serie all'ingresso è costituita dalla capacità C5, in serie alla capacità C10, ed alla metà del valore di P2, pari a 50 kΩ; la parte in serie al circuito di reazione risulta invece costituita dall'altra metà del potenziometro P2, anch'essa pari a 50 kΩ, dalla capacità in serie C20, e dall'altra capacità in serie C25.

Fig. 2 - Grafico illustrante il comportamento del correttore di tonalità in funzione dell'attenuazione e dell'esaltazione delle estremità della gamma di frequenze, per valori compresi tra un minimo di 20 Hz, ed un massimo di 16.000 Hz.

A causa di ciò, le impedenze in gioco rimangono costanti col variare della frequenza, per cui l'intero dispositivo fornisce un guadagno unitario entro l'intera gamma delle frequenze acustiche, compresa tra 1.000 Hz e la frequenza massima.

Se il cursore del potenziometro P2 viene spostato verso l'estremità destra, alla quale fa capo la capacità C20, la rete di ingresso risulta costituita dalla capacità C5, in serie alla capacità C10, a sua volta in serie al valore totale di P2, mentre il circuito di reazione risulta costituito esclusivamente dalle due capacità in serie a C20 e C25. A causa di ciò, il segnale di controreazione presenta la massima ampiezza, per cui tutti i segnali aventi una frequenza maggiore di 1.000 Hz subiscono un'attenuazione pari ancora a 6 dB per ottava. Ne deriva che i segnali aventi ad esempio una frequenza di 2.000 Hz vengono attenuati di 6 dB, quelli aventi una frequenza di 4.000 Hz subiscono un'attenuazione di 12 dB, mentre quelli che presentano una frequenza di 8.000 Hz vengono attenuati di 18 dB, e così via.

Fig. 3 - Serigrafia del circuito stampato.

Se, infine, il cursore di P2 viene spostato verso l'estremità sinistra, alla quale fa capo la capacità C10, le condizioni si invertono: in altre parole, il circuito di ingresso risulta costituito esclusivamente dalle capacità in serie C5 e C10, mentre il circuito di controreazione risulta costituito dagli elementi in serie P2, C20 e C25. A causa di ciò, il segnale di controreazione risulta minimo, per cui tutte le frequenze di valore superiore a 1.000 Hz subiscono un guadagno pari ancora a 6 dB per ottava. In altre parole, i segnali aventi una frequenza di 2.000 Hz vengono amplificati di 6 dB rispetto a quelli che presentano la frequenza centrale di 1.000 Hz; i segnali di frequenza pari a 4.000 Hz vengono invece amplificati di 12 dB, e così via.

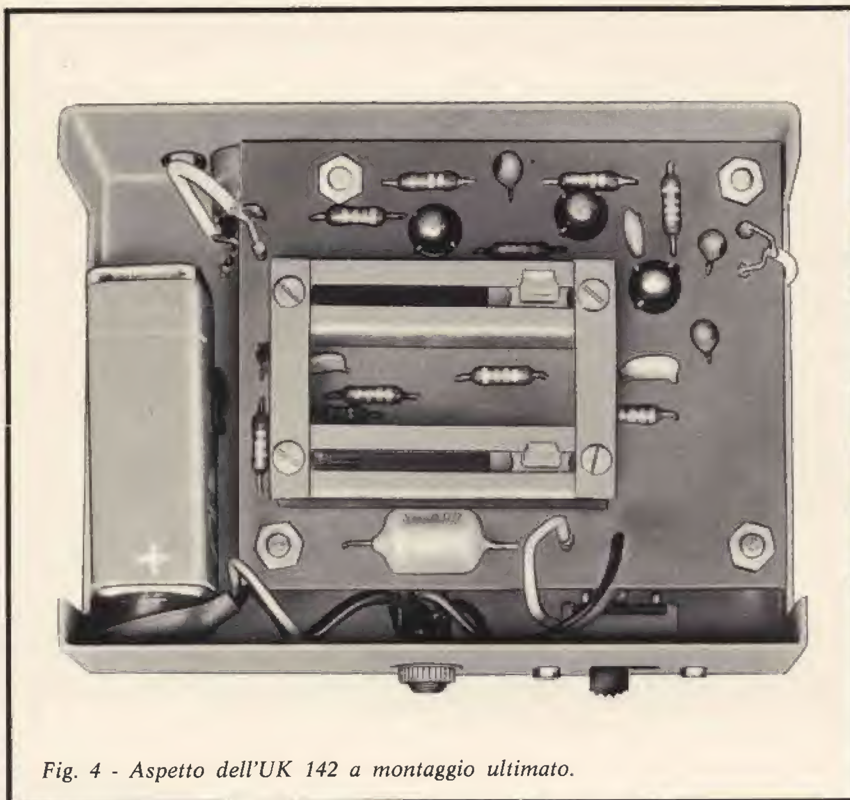
I resistori R10 ed R15 hanno il compito di rendere trascurabile la reciproca influenza sul comportamento della rete selettiva tra i potenziometri P1 e P2.

PRESTAZIONI GLOBALI

In sostanza, il dispositivo permette la regolazione separata delle frequenze gravi e di quelle acute, con attenuazione ed esaltazione rispettivamente pari ad un valore di 20 dB in corrispondenza delle estremità della gamma.

Quanto sopra è illustrato nel grafico di **figura 2**, che esprime appunto la curva di responso che il correttore di tonalità assume, a seconda della posizione che viene conferita ai due potenziometri di controllo P1 e P2.

Quando entrambi questi comandi vengono predisposti nella loro posizione centrale, il guadagno globale corrisponde a 0 dB per tutte le frequenze comprese approssimativamente tra 20 e 16.000 Hz. Per contro, a seconda che i segnali appartenenti alle due estremità della gamma debbano essere attenuati o esaltati, per correggere il responso globale dell'amplificatore, è possibile conferire alla curva l'andamento voluto, in modo da aumentare o attenuare l'ampiezza dei segnali aventi determinate frequenze, conformemente ai gusti dell'ascoltatore.


Fig. 4 - Aspetto dell'UK 142 a montaggio ultimato.

Consultando qualsiasi tabella che esprima il valore in dB che corrisponde a diversi rapporti di attenuazione e di amplificazione, è possibile stabilire che, in riferimento ad un guadagno o ad una attenuazione di tensione o di corrente, il valore di 20 dB corrisponde ad un'attenuazione pari alla decima parte del segnale di ingresso, oppure ad un guadagno pari a dieci volte il segnale di ingresso.

Ciò premesso, è chiaro che, applicando un segnale di ingresso avente l'ampiezza di 30 mV, e conferendo a questo segnale il massimo guadagno consentito dall'unità pari a 20 dB si ottiene in uscita la disponibilità di un segnale avente un'ampiezza pari a 300 mV. Da ciò deriva che, fermo restando questo massimo guadagno, l'ampiezza dei segnali di ingresso non deve essere maggiore di 30 mV, onde evitare che lo stadio di uscita venga sovraccaricato, con la inevitabile conseguenza di una apprezzabile distorsione.

LE QUATTRO FASI DEL MONTAGGIO

Il montaggio del correttore di tonalità AMTRON UK 142 può essere effettuato attraverso quattro fasi successive, e precisamente:

— Allestimento del circuito stampato
— Montaggio dell'involucro esterno
— Collegamenti finali
— Collaudo.

Non esistono operazioni di messa a punto, per cui — a montaggio ultimato — dopo un accurato controllo di tutto il lavoro svolto, il dispositivo può essere considerato pronto per il suo regolare funzionamento.

La **figura 3** riproduce l'aspetto tipico della basetta a circuiti stampati, vista dal lato dei componenti che sono stati rappresentati nel loro aspetto reale, e mette in evidenza in colore anche le connessioni in rame, presenti sul lato opposto.

La scatola di montaggio di questo correttore di tonalità viene fornita completa di tutto il materiale necessario, e di un dettagliato opuscolo che descrive in forma piana ed accessibile a chiunque le operazioni di montaggio, descritte in ordine progressivo col metodo detto «fase per fase». Le numerose illustrazioni ed i disegni in «esploso» che corredano il manuale sono stati concepiti in modo da evitare qualsiasi possibilità di errore.

Al termine delle operazioni di allestimento, il dispositivo deve presentarsi così come è illustrato alla **figura 4**, che rappresenta l'apparecchiatura vista dall'alto, senza il coperchio sul quale vengono fissate le due manopole di regolazione.

COLLAUDO ED USO DEL DISPOSITIVO

Prima di tutto occorre controllare che non esistano cortocircuiti nei due tratti di cavetto schermato che uniscono le prese di ingresso e di uscita ai relativi raccordi, e verificare anche che gli altri quattro ancoraggi del circuito stampato siano stati esattamente collegati ai componenti esterni. In caso di errore, verrebbe molto probabilmente invertita la polarità della tensione di alimentazione applicata al circuito stampato, con conseguenze assai gravi per i transistori ed i condensatori elettrolitici che ne fanno parte.

Osservando l'involucro esterno dal lato del quale sporgono la presa per il collegamento dell'alimentazione esterna, e l'interruttore, l'apparecchio risulta in funzione quando la leva di quest'ultimo viene spinta verso destra. Anche questo particolare deve essere controllato, possibilmente con l'aiuto di un ohmetro.

Agli effetti pratici, sarà perciò sufficiente allestire due spinotti «maschio» adatti alle prese di ingresso e di uscita, applicandoli alle estremità di due cavetti schermati di lunghezza conforme alle esigenze, facenti capo rispettivamente alla sorgente di segnale ed all'ingresso dell'amplificatore propriamente detto.

Se non è possibile usufruire della tensione di alimentazione disponibile nell'impianto principale, sarà assai facile inserire all'interno del dispositivo una batteria di 9 V, del tipo normalmente usato per l'alimentazione di apparecchi radio tascabili a transistori. In caso contrario, se è disponibile una sorgente esterna di alimentazione che possa fornire la medesima tensione continua, questa tensione potrà essere applicata al dispositivo tramite l'apposito raccordo, facendo molta attenzione affinché il terminale positivo di questa tensione di alimentazione faccia capo al medesimo contatto al quale è stato collegato il terminale rosso del contatto bipolare previsto per la batteria interna. Il polo negativo deve invece far capo al contatto al quale è stato collegato il terminale nero del medesimo contatto bipolare.

Si noti che — quando viene inserito lo spinotto di collegamento alla sorgente esterna di alimentazione, la batteria interna viene automaticamente disinserita.

Introducendo in corrispondenza del raccordo di ingresso il segnale proveniente direttamente da un trasduttore, oppure disponibile all'uscita di un preamplificatore (beninteso con un'ampiezza non superiore a 30 mV efficaci), ed applicando all'ingresso dell'amplificatore principale il segnale disponibile in corrispondenza del raccordo di uscita, sarà possibile correggere il timbro della riproduzione in base alle esigenze dell'ascoltatore.

A tale riguardo, si rammenti che, predisponendo entrambe le manopole al centro della loro escursione, il guadagno del dispositivo è nullo, ed il responso risulta uniforme nei confronti dell'intera gamma delle frequenze acustiche. Per contro, spostando ciascuna delle suddette manopole verso l'estremità sinistra o verso l'estremità destra, si otterrà rispettivamente la graduale attenuazione o esaltazione separata per tutte le frequenze inferiori a 1.000 Hz e superiori al suddetto valore, in modo da correggere il timbro della riproduzione, conformemente alle esigenze dell'ascoltatore.

AMTRON

UK 437



scatole di montaggio

GENERATORE DI BASSA FREQUENZA

CARATTERISTICHE TECNICHE

Gamme di frequenza:	**15 ÷ 200 Hz**
	200 ÷ 2000 Hz
	2 ÷ 22 kHz
Tensione di uscita max:	**2 V_{eff}**
Linearità:	**± 1,5 dB**
Distorsione su tutta la gamma:	**1%**
Transistori impiegati:	**3xBC177**
Ponte raddrizzatore:	**4 diodi 10D1**
Alimentazione:	**115, 220, 250 V 50 ÷ 60 Hz**

Il generatore di bassa frequenza AMTRON UK 437 è uno strumento indispensabile al tecnico ma che non può mancare anche nel più modesto laboratorio di un dilettante. Esso infatti consente di eseguire innumerevoli prove e controlli sugli amplificatori ed in qualsiasi altro circuito di bassa frequenza. Indispensabile è per il rilievo delle curve di risposta, la misura della distorsione, la messa a punto e la riparazione dei radioapparecchi in genere.

Frequentemente, quando si desidera generare delle basse frequenze sufficientemente stabili si progettano dei circuiti a battimento i quali pur essendo molto costosi non sempre danno i risultati sperati.

Gli oscillatori a resistenza e capacità, noti con il nome di generatori RC, a differenza di quelli ad induttanza sono senz'altro più facili da progettare ed inoltre la loro costruzione risulta molto più semplice pur permettendo di ottenere in uscita delle forme d'onda migliori congiunte ad elevate doti di stabilità. Questi due fattori sono di notevole importanza in questo genere di strumenti. Da notare, inoltre, che eliminando le induttanze è possibile scendere a delle frequenze di pochi hertz.

Il circuito che si utilizza nei generatori RC è il noto ponte di Wien che, come tutti i ponti del genere, deriva dal ponte di Wheastone, e che è anche utilizzato per costruire strumenti destinati alle misure di capacità.

La **figura 1** si riferisce al classico circuito ponte di Wien che, come si può osservare, è costituito esclusivamente da elementi capacitivi e resistivi alcuni dei quali, come vedremo, possono essere variabili con continuità ed altri tramite commutazione.

Si tratta di una disposizione circuitale la quale in virtù dei risultati veramente eccellenti che permette di conseguire è adottata negli strumenti di carattere professionale anche per il fatto che, essendo il ponte di Wien un circuito simmetrico, è possibile prelevare direttamente da esso una tensione perfettamente simmetrica.

Inoltre anche l'effetto dovuto alle capacità parassite risulta notevolmente attenuato.

Naturalmente se si vuole ottenere una precisione molto elevata i componenti impiegati nel ponte di Wien debbono essere del tipo ad alta precisione, cosa di cui si è tenuto particolare conto nel progettare il generatore di bassa frequenza UK 437.

Se si vuole comprendere il funzionamento teorico dei circuiti a ponte è necessario conoscere come opera il ponte di Wheastone: si tratta comunque di nozioni piuttosto elementari che sono reperibili in qualsiasi testo di elettronica. Noi ci limitiamo a ricordare, riferendoci alla figura 1 che rappresenta un ponte di Wien, che è possibile dimostrare come la pulsazione ω (2 π f) di un circuito di questo tipo dipenda esclusivamente dalla relazione:

$$\omega^2 = \frac{1}{\text{Rd Rc Cd Cc}}$$

Pertanto se si sceglie il resistore Rd in modo che abbia lo stesso valore del resistore Rc ed il condensatore Cd con valore identico a quello di Cc, la suddetta relazione, per quanto concerne la frequenza «f» si trasforma in:

$$f = \frac{1}{2\pi \times RC}$$

Siccome la frequenza è inversamente proporzionale alla capacità di un condensatore, e non in funzione della sua

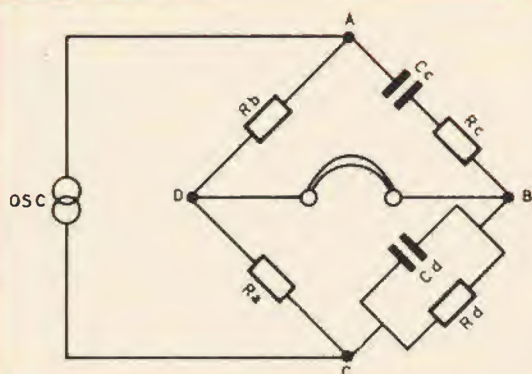


Fig. 1 - Classico circuito a ponte di Wien.

radice quadrata come si verifica nei circuiti LC, se ne può concludere che con un solo condensatore è possibile coprire un campo di frequenze molto più esteso di quanto sia concesso nei circuiti ad induttanza e capacità.

E' evidente dunque che senza ricorrere all'impiego di condensatori variabili, che sono sempre ingombranti, ma commutando semplicemente fra loro due o tre condensatori fissi di valore differente è possibile coprire tutto lo spettro di frequenze udibili.

Per eseguire le variazioni di frequenza relative ad una stessa gamma è sufficiente sostituire i resistori fissi con dei resistori variabili o meglio con dei potenziometri.

Fig. 2 - Schema elettrico.

E' evidente infatti che se il rapporto fra P1-R5 e P2-R10, riferendoci allo schema elettrico dell'UK 437 di figura 2, fosse decimale (cioè rapporto 1 a 10) anche la frequenza avrebbe un rapporto dello stesso tipo; tale condizione ovviamente è valida per qualsiasi altro rapporto.

Ricorrendo a questa disposizione circuitale è dunque possibile graduare ciascuna scala, corrispondente ad ognuna delle tre gamme (cioè relativa a ciascuno dei tre condensatori che sono inseriti nel circuito tramite il commutatore), in funzione della quantità di resistenza che è inserita nel circuito.

E' possibile dimostrare che la condizione essenziale affinché un generatore di bassa frequenza RC oscilli su una data frequenza è che il guadagno reale dell'amplificatore deve essere rigorosamente uguale alla attenuazione che si produce nel quadripolo.

Con i circuiti a ponte di Wien è possibile scendere facilmente al disotto delle frequenze di 50 Hz per raggiungere i limiti superiori di circa 200 kHz.

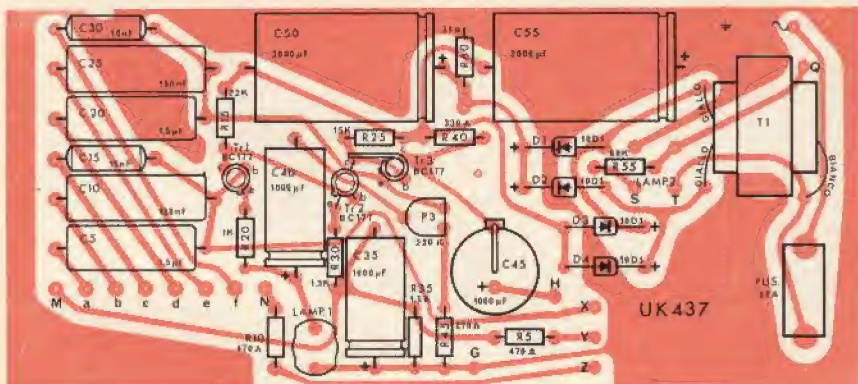


Fig. 3 - Serigrafia del circuito stampato.

IL CIRCUITO ELETTRICO (Fig. 2)

Il circuito elettrico del generatore di bassa frequenza AMTRON UK 437 si basa, per l'appunto, sull'impiego di un ponte di Wien al quale viene fatta seguire una sezione amplificatrice.

Da quanto abbiamo detto nel paragrafo precedente è facile intuire che il ponte di Wien vero e proprio è costituito da quattro rami distinti: due di essi comprendono i condensatori C5, C10 e C15 ed i condensatori C20, C25 e C30 che vengono inseriti a coppie di uguale valore mediante il commutatore M-N. La prima coppia C5-C20 determina la gamma 15 ÷ 200 Hz, la seconda coppia C10 ÷ C25, la gamma 200 Hz ÷ 2 kHz ed infine la terza coppia C15 ÷ ÷ C30, la gamma 2 ÷ 22 kHz. Gli altri due rami del ponte sono invece costituiti dal resistore R5 e dal potenziometro P1 e dal resistore R10 e dal potenziometro P2. Ambedue i rami, anche in questo caso sono simmetrici fra loro poiché i due potenziometri P1 e P2 sono in tandem e determinano, come abbiamo spiegato, le variazioni di frequenza nello ambito di una stessa gamma.

Pertanto mentre la gamma di frequenza si sceglie agendo sul commutatore la variazione fine della frequenza si effettua regolando i potenziometri a comando unico P1 e P2.

La sezione amplificatrice è caratterizzata dalla presenza di tre stadi amplificatori ad accoppiamento diretto (collettore-base) di cui fanno parte altrettanti transistori dello stesso tipo BC177.

Nel primo stadio il transistore Tr1 riceve la polarizzazione di base dal partitore composto dai resistori R30 e R35 che contribuiscono pure a fornire l'esatta polarizzazione al secondo stadio amplificatore cioè al transistore Tr2.

Questa disposizione circuitale dà luogo ad una forte controreazione in corrente continua il cui compito è quello di stabilizzare il punto di lavoro dello amplificatore.

Per provocare una adeguata controreazione in corrente alternata si ricorre invece all'impiego del condensatore elettrolitico C40, il quale permette di riportare al ponte di Wien la tensione di controreazione che si preleva dal circuito di emettitore del transistore Tr3.



Fig. 4 - Vista interna dell'UK 437 a montaggio ultimato.

Il trimmer potenziometrico P3, da 220 Ω, unitamente al resistore R45, contribuisce a fornire l'esatta polarizzazione di emettitore al transistore Tr3. Tramite il cursore di questo trimmer una parte della tensione di bassa frequenza viene inviata al filamento della lampadina a 6 V, 50 mA mediante il condensatore elettrolitico C40.

La caduta di tensione che si verifica nel filamento della lampadina agisce quale controreazione in modo che in uscita si ottiene un'ottima stabilizzazione dell'ampiezza del segnale unitamente ad una certa riduzione della distorsione alle frequenze più basse.

Il potenziometro P4 ha il compito di consentire la regolazione del livello di uscita. Quindi, mentre il trimmer potenziometrico P3 dovrà essere regolato una volta tanto, durante le operazioni di messa a punto, la posizione del potenziometro P4 potrà essere variata a piacere in funzione del livello di uscita desiderato.

La tensione di alimentazione a 24 V è fornita da un circuito di cui fanno parte il trasformatore di alimentazione T1, nel cui primario di tipo universale 115 ÷ 250 Vc.a., sono inseriti l'interruttore, il cambiotensione e la lampadina spia da 60 V - 1 mA, con il relativo resistore R55 che provoca la caduta di tensione da 115 V a 60 V.

All'uscita del secondario del trasformatore T1 si ottiene una tensione alternata di 25 V la quale è raddrizzata dal ponte costituito da quattro diodi 10D1. La tensione pulsante che esce dal ponte è livellata dal filtro costituito dai due condensatori C50 e C55 e dal resistore R60.

MONTAGGIO

Per effettuare correttamente il montaggio del generatore di bassa frequenza AMTRON UK 437 è sufficiente attenersi scrupolosamente alle istruzioni, che sono corredate da chiarissime riproduzioni serigrafica e fotografica del circuito stampato e da alcuni esplosi di montaggio e di cablaggio con relative tabelle di riferimento riportate nell'opuscolo allegato al kit.

MESSA A PUNTO

Le operazioni di messa a punto del generatore di bassa frequenza AMTRON UK 437 si limitano alla regolazione del trimmer potenziometrico P3 da 220 Ω.

A questo scopo è necessario collegare in uscita un voltmetro in grado di misurare una tensione di 1,5 o di 3 V_{eff} fondo scala.

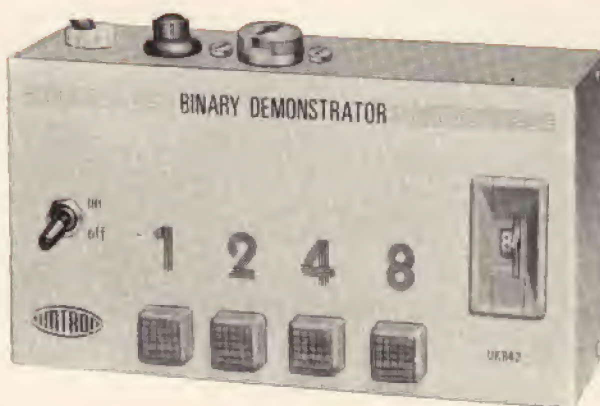
Portando il commutatore nella gamma 200 Hz ÷ 2 kHz e l'indice di sintonia nella posizione corrispondente ai 1000 Hz, si regolerà il trimmer P3 in modo da leggere sullo strumento una tensione efficace di 2 V.



VIDEO RISATE

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensioni di alimentazione:	115 - 220 - 250 V
Frequenza di rete:	50-60 Hz
Tensione secondaria:	9 V 0,5 A
Fusibile:	0,2 A
Dimensioni:	145x85x60 mm
Peso:	450 g





UK 842

BINARY DEMONSTRATOR

L'UK 842 è un semplice apparecchio atto ad insegnare a contare per due anziché per dieci.
Rappresenta un primo approccio all'affascinante aritmetica binaria che costituisce la base operativa di tutti i calcolatori elettronici e dei grandi sistemi automatizzati.
Mediante l'accensione di quattro lampadine e la manovra di un commutatore mostra la corrispondenza di ciascuna cifra del sistema decimale alla medesima scritta in codice B.C.D.
La rappresentazione visiva è utile per esercitarsi a riconoscere le cifre binarie come se esse fossero quelle a cui siamo da sempre abituati.
Contenuto in una pratica scatoletta metallica è facilmente trasportabile e funziona con alimentazione dalla rete.

Forse pochi si soffermano a pensare che il sistema di numerazione che noi usiamo da tempi molto remoti, ed a cui siamo così abituati, non è nè l'unico nè il migliore possibile.

L'origine del sistema decimale infatti risiede nel fatto che l'uomo primitivo, spinto dalla necessità di dover contare degli oggetti o degli animali, non ha trovato di meglio che usare le dita della mano come computer. Ora, siccome le dita della mano sono dieci, ecco spiegata l'origine della numerazione decimale. Il sistema decimale non è il migliore possibile, è difficilmente meccanizzabile, ed in definitiva frena il progresso.

Il grande sviluppo avvenuto in questi ultimi tempi del calcolo automatico, ha richiesto l'adozione di un altro sistema di numerazione più adatto alle macchine, anche se per l'uomo non pratico di queste cose, risulta di difficile comprensione.

In queste righe vogliamo invece dimostrare che il sistema di numerazione binario è facilissimo. Cominceremo con un paragone preso a prestito dalla fantascienza. Supponiamo che in un lontano pianeta abitino esseri con due sole dita. Questi con molta probabilità sarebbero sin dall'inizio della loro civiltà abituati a contare nel sistema binario, ed il loro progresso scientifico avrebbe potuto essere incomparabilmente più rapido del nostro, in quanto sul nostro passato pesano secoli di uso del sistema decimale, complesso e poco pratico.

Tanto per cominciare noi abbiamo bisogno di ben dieci simboli diversi per impostare qualsiasi calcolo. Nel sistema binario i simboli di base sono soltanto due. Però siamo tanto abituati ed affezionati al vecchio sistema, che per poter introdurre o ricavare dati dalle macchine che usano il comodo sistema binario, abbiamo bisogno di impostare i dati e di leggere i risultati nel sistema decimale: questa necessità richiede complessi sistemi di codificazione e di decodifica, che potrebbero essere assolutamente omessi se non fossimo abituati a contare in un determinato modo.

Il sistema decimale non è l'unico: infatti la base della numerazione può essere un numero qualsiasi e non necessariamente il dieci.

Ora però si impone di fare quattro chiacchiere sui sistemi di numerazione in generale.

Cominceremo a spiegare il sistema decimale, che è quello a cui siamo stati abituati sin dai banchi della scuola elementare.

Nel sistema decimale un insieme di dieci unità di un dato ordine costituisce una unità di ordine superiore. Vale a dire, per esempio, dieci mele costituiscono una **decina** di mele, venti mele costituiscono **due** decine di mele, trenta decine di mele costituiscono **tre** centinaia di mele e così via.

Sappiamo che qualsiasi numero elevato alla potenza zero è sempre uguale ad uno, elevato alla potenza uno è uguale a se stesso. Moltiplicando il suddetto numero per se stesso un numero n di volte, significa elevare il numero alla potenza ennesima.

Ora supponiamo di scrivere un numero nel modo a noi ben noto:

4637

Potremo dire che questo numero è formato da:

7 unità

3 decine

6 centinaia

4 migliaia

Potremo ottenere lo stesso numero facendo la somma dei seguenti quattro addendi:

$$(7x1) + (3x10) + (6x100) + (4x1000) = 4637$$

I numeri 1, 10, 100, 1000 che compaiono come fattori, non sono altro che le successive potenze di dieci. Potremo quindi ottenere qualsiasi numero che vogliamo moltiplicando i dieci segni di base della numerazione araba, per la successione delle potenze di dieci.

Lo stesso numero si potrà perciò scrivere:

$$(7x10^0) + (3x10^1) + (6x10^2) + (4x10^3) = 4637$$

Per ottenere lo stesso totale di 4637 oggetti, potremo usare un numero n qualsiasi di segni diversi come base, e moltiplicarli per le successive potenze di n.

Ora se scegliamo per n il valore 2, avremo lo stesso numero scritto nel sistema binario.

Supponiamo ora di voler scrivere il nostro numero nel sistema binario. Tale processo si chiama codificazione (in inglese «encoding»).

Il processo da seguire sarà il seguente:

Il numero da codificare subirà una serie di successive divisioni per due:

4637 : 2 = 2318 col resto di 1

2318 : 2 = 1159 col resto di 0

1159 : 2 = 579 col resto di 1

579 : 2 = 289 col resto di 1

289 : 2 = 144 col resto di 1

144 : 2 = 72 col resto di 0

72 : 2 = 36 col resto di 0

36 : 2 = 18 col resto di 0

18 : 2 = 9 col resto di 0

9 : 2 = 4 col resto di 1

4 : 2 = 2 col resto di 0

2 : 2 = 1 col resto di 0

Ora scriviamo il numero 4637 nel sistema binario, tenendo presente che la cifra di maggior valore, starà all'estrema sinistra, esattamente come nel sistema decimale, e ciò per pura convenzione. La cifra di maggior valore sarà il quoziente dell'ultima divisione.

Quindi il numero decimale 4637 sarà equivalente al numero 1001000011101 nel sistema binario.

Per scrivere quindi lo stesso numero avremo bisogno di 13 segni scelti tra i due simboli fondamentali, anziché di 4 segni scelti tra i 10 fondamentali. Questo sembra una complicazione, ma vedremo più tardi che questo non è vero.

Per mostrare la corrispondenza tra i due sistemi, faremo lo stesso lavoro che prima abbiamo fatto per scrivere il numero nel sistema decimale, ossia faremo la somma dei prodotti dei simboli di base per le successive potenze di 2. Alla fine otterremo di nuovo il numero da cui siamo partiti. Tale operazione si chiama decodifica (in inglese «decoding»).

Potremo scrivere la seguente serie di operazioni, partendo da destra:

$1 \times 2^0 = 1 \times 1 = 1$

$0 \times 2^1 = 0 \times 2 = 0$

$1 \times 2^2 = 1 \times 4 = 4$

$1 \times 2^3 = 1 \times 8 = 8$

$1 \times 2^4 = 1 \times 16 = 16$

$0 \times 2^5 = 0 \times 32 = 0$

$0 \times 2^6 = 0 \times 64 = 0$

$0 \times 2^7 = 0 \times 128 = 0$

$0 \times 2^8 = 0 \times 256 = 0$

$1 \times 2^9 = 1 \times 512 = 512$

$0 \times 2^{10} = 0 \times 1024 = 0$

$0 \times 2^{11} = 0 \times 2048 = 0$

$1 \times 2^{12} = 1 \times 4096 = 4096$

Totale 4637

Quello che finora abbiamo spiegato è il sistema binario puro, ossia quello che avrebbe potuto sviluppare un essere che non avesse mai preso in considerazione un sistema in altra base.

I due simboli 0 ed 1 della numerazione si chiamano Bit (dall'inglese «binary digit» ossia cifra binaria). I valori delle potenze di due per cui i bit vengono moltiplicati si chiamano «pesi» ed a ogni posizione del bit nel numero corrisponde un determinato peso, a cominciare da destra.

Noi però siamo ancora condizionati dal sistema decimale, e lo saremo ancora per un bel po' di secoli. Il sistema binario puro quindi, risulta di difficile maneggio per l'uomo. Si sono dovuti trovare dei sistemi più adatti ad essere trasformati in decimali, anche a costo di perdere una buona percentuale di possibilità di informazione.

Per esprimere in codice binario tutte le cifre da 0 a 9, avremo bisogno di almeno quattro bit. Infatti con tre bit le combinazioni possibili sono appena otto.

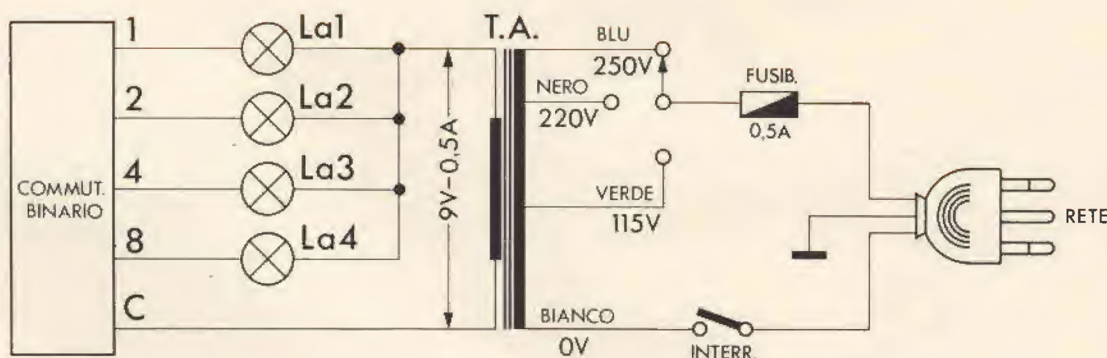


Fig. 1 - Schema elettrico.

Con quattro bit avremo invece la possibilità di combinare i due segni in sedici modi diversi. Siccome a noi ne occorrono solo 10, i rimanenti sei li buttiamo disinvoltamente via.

I quattro bit avranno i seguenti pesi:

$2^0 = 1, \; 2^1 = 2, \; 2^2 = 4, \; 2^3 = 8$

Di norma in questo codice il bit di peso maggiore sta a destra. Il codice si chiama B.C.D. (Binary coded decimal) oppure codice 1248.

Ad ogni cifra di un numero scritto nel sistema decimale corrisponderà un gruppo di 4 bit, ciascuno dei quali avrà il valore corrispondente al suo peso. Il nostro solito numero 4637 scritto in B.C.D. apparirà come segue:

0010 0110 1100 1110

e sarà di 16 bit anziché di 13 come necessario per scriverlo in binario puro.

Potremo definirlo con la seguente serie di operazioni:

$$10^3(2^0x0+2^1x0+2^2x1+2^3x0) = = 4x10^3 = 4000$$
$$10^2(2^0x0+2^1x1+2^2x1+2^3x0) = = 6x10^2 = 600$$
$$10^1(2^0x1+2^1x1+2^2x0+2^3x0) = = 3x10^1 = 30$$
$$10^0(2^0x1+2^1x1+2^2x1+2^3x0) = = 7x10^0 = 7$$

Totale 4637

Naturalmente non esiste soltanto questo sistema di codifica delle cifre decimali, anche se, come vedremo in seguito, è il più comodo da applicare nei cosiddetti contatori. Per altre applicazioni si usano altri codici, ciascuno comodo per una determinata applicazione. In pratica le sedici possibili combinazioni a quattro a quattro dei due stati logici, possono ciascuna servire per designare uno dei dieci simboli del sistema decimale.

Ora ci domanderemo perché si è scelto proprio il sistema binario tra i vari possibili. La risposta è semplice. Supponiamo di dover usare la corrente elettrica come mezzo ausiliario di calcolo (teniamo presente il pallottoliere come ausiliario di calcolo per il sistema decimale). Se volessimo usare il sistema decimale dovremmo possedere un aggeggio capace di assumere dieci stati elettrici completamente diversi e ben distinguibili, ed operare i nostri calcoli manipolando in vario modo questi dieci stati. La cosa non è impossibile, ma molto macchinosa, ed è usata solo in certi determinati casi, quando l'uso del sistema decimale è necessario, come nelle codifiche e nelle decodifiche. Ma per tutto il lavoro di calcolo, si è pensato di scegliere un sistema più semplice. Ora l'apparecchio elettrico più semplice è l'interruttore. L'interruttore può essere sistemato in due diversi modi: aperto e chiuso. Ora se chiamiamo 0 lo stato di apertura dell'interruttore ed 1 lo stato di chiusura, avremo un apparecchio capace di svolgere qualsiasi calcolo col sistema binario. Notare che la designazione degli stati logici dell'interruttore è puramente convenzionale. Una designazione invertita è pure usata nella cosiddetta logica negativa.

Il più complesso elaboratore elettronico non è altro che un insieme di interruttori, in grandissimo numero e variamente collegati. Lo stesso può dirsi per i più avanzati sistemi di automazione oggi esistenti.

Il banale interruttore meccanico è sostituito da un transistore che, essendo fatto funzionare tra la saturazione e l'interdizione, funziona in pratica come un interruttore. Tutto il progresso in questo campo sta nel trovare il modo di contenere un numero sempre più grande di transistori e di collegamenti in uno spazio sempre più ristretto.

In precedenza abbiamo parlato del contatore. Questo apparecchio è uno di quegli aggeggi elettrici capaci di assumere non due, ma dieci stati diversi. L'elemento base del contatore è il circuito bistabile o flip-flop. Anziché un interruttore, questo apparecchio può essere considerato un deviatore (formato anche lui da interruttori elementari) che assume due posizioni successivamente invertite ad ogni impulso che riceve alla sua entrata.

Il contatore B.C.D. è formato da quattro di questi circuiti bistabili disposti in cascata. Supponiamo di mandare all'entrata del contatore una serie di impulsi rettangolari di tensione positiva. Il valore zero della tensione sarà il nostro 0 logico, mentre il valore positivo costante sarà il nostro 1 logico. Supponiamo che la commutazione di ciascun bistabile avvenga sul fronte di discesa dell'onda rettangolare. Per leggere l'uscita del contatore utilizzeremo le quattro uscite superiori dei flip-flop (Fig. 2) che chiameremo A1, A2, A4, A8 dando a ciascuna il peso che le compete.

Queste uscite sono a loro volta collegate al bistabile seguente.

Supponiamo che all'istante iniziale le nostre quattro uscite siano allo stato 0. A ciò si provvede mandando un impulso ai conduttori R (reset). I conduttori T servono a ricevere l'impulso destinato a commutare i flip-flop (trigger).

Dalla tabellina allegata al disegno di fig. 2 (chiamata tabella della verità) si può seguire l'andamento della situazio-

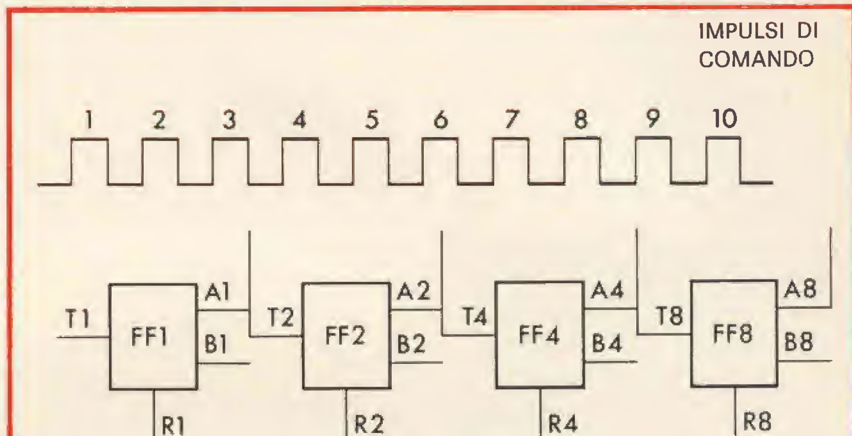


Fig. 2 - Vista delle quattro uscite dei flip-flop, utilizzate per leggere l'uscita del contatore.

Num.	T1	T2	T4	T8	A1	A2	A4	A8
0	—	—	—	—	0	0	0	0
1	1→0	0→1	—	—	1	0	0	0
2	1→0	1→0	0→1	—	0	1	0	0
3	1→0	0→1	—	—	1	1	0	0
4	1→0	1→0	1→0	0→1	0	0	1	0
5	1→0	0→1	—	—	1	0	1	0
6	1→0	1→0	0→1	—	0	1	1	0
7	1→0	0→1	—	—	1	1	1	0
8	1→0	1→0	1→0	1→0	0	0	0	1
9	1→0	0→1	—	—	1	0	0	1

ne alle uscite mentre all'ingresso T1 si sgranano gli impulsi che dobbiamo contare.

Possiamo vedere che ciascun bistabile commuta soltanto quando il livello logico all'ingresso scende da 1 a 0, per il resto la tabella parla sufficientemente chiaro.

Naturalmente il contatore tenderebbe dopo il 9 a proseguire con i numeri successivi fino al sedici, ma con un opportuno artificio si dà un impulso sul reset al decimo impulso all'ingresso, così che il contatore si dispone nuovamente sullo zero. Sulla natura di tale artificio parleremo sulle istruzioni per un prossimo kit dedicato in particolare ai **sistemi logici.**

OPERAZIONI CON I NUMERI BINARI

Eseguire operazioni usando i numeri binari è estremamente semplice. Ovviamente, per l'esecuzione delle operazioni conviene usare il sistema binario puro anziché il codice B.C.D.

Per eseguire la somma basta tenere presente le seguenti facili regole:

0 + 0 = 0
0 + 1 = 1
1 + 0 = 1
1 + 1 = 0 con il riporto di 1
1 + 1 + 1 = 1 con il riporto di 1 e così via.

Si debba quindi sommare due numeri binari, per esempio:

11011 + 11100 = 110111

ossia tradotto nel sistema decimale:

(16+8+4+0+0) = (16+8+0+2+1) + = 27+28 = 32+16+0+4+2+1 = 55

Il procedimento in binario è quasi uguale a quello in decimale.

Sottrazione

Pur potendosi fare nel modo diretto, nei calcolatori si usa il metodo del complemento ad 1. Si dice complemento ad 1 di un numero binario, un altro numero binario ottenuto sostituendo degli 0 agli 1 e viceversa.

Si somma il primo numero con il complemento del secondo, tenendo conto che l'ultimo riporto va sommato al risultato e non scritto a sinistra.

Per esempio, dovendo eseguire la sottrazione: 11100 — 11011, si procederà come segue:

```
11100 +
00100     complemento ad 1
-------
00000 +
    1     riporto
-------
00001     risultato
```

Ossia in decimale 28 — 27 = 1

La moltiplicazione si esegue per addizioni successive e la divisione per sottrazioni successive con scalamento a sinistra.

Queste operazioni sono eseguite a cadenza rapidissima negli elaboratori elettronici, e quindi, anche se sembrano molto laboriose, in pratica richiedono tempi di frazioni di secondo.

Abbiamo dato queste brevi e sommarie informazioni sul sistema di numerazione del momento perché riteniamo che al giorno d'oggi nessuno possa ignorare la cosa o ritenerla al di fuori della propria comprensione.

Allo scopo abbiamo anche preparato la scatola di montaggio UK 842 che serve a prendere familiarità con il sistema binario e con la sua rappresentazione.

DESCRIZIONE DELL'APPARECCHIO

Lo schema elettrico è molto semplice e funzionale.

Un commutatore a 10 posizioni serve ad impostare il numero cercato nel sistema decimale. Sulle quattro lampadine rosse appare il numero binario con la seguente convenzione: Una lampada accesa definisce il bit 1 ed una lampada spenta definisce il bit 0. Una volta che con questo apparecchio si sia imparato a leggere correntemente ciascuna cifra, la verifica delle decodifiche, dei contatori e di tutti gli elementi che lavorano in B.C.D. risulterà immediata.

L'alimentazione avviene dalla rete per mezzo di un cordone con presa di terra. Attraverso un interruttore generale, un fusibile da 0,2 A ed un commutatore per tensione di rete che commuta per le tensioni di 115-220-250 V, viene alimentato un trasformatore TA. Tale trasformatore abbassa la tensione di rete a circa 9 V.

Da tale tensione vengono alimentate le quattro lampadine corrispondenti ai quattro bit La1, La2, La3, La4. L'alimentazione delle quattro lampadine avviene attraverso il commutatore binario che provvede alla codifica delle cifre decimali in codice B.C.D. Tale commutatore è del tipo normalmente usato per i predispositori dei comandi numerici delle macchine utensili, ed è perciò di tipo professionale. Il contatto avviene mediante quattro spazzole che strisciano su quattro piste anulari dorate trasferendo la corrente del conduttore centrale (C) ai quattro contatti 1, 2, 4, 8 nella maniera prescritta dal codice B.C.D.

Disponendo il commutatore binario in modo che nella finestrella appaia una data cifra, le lampade rosse si accenderanno in modo da far apparire il numero stesso in codice B.C.D. La somma delle cifre stampate su ciascuna lampadina dovrà dare il numero che appare nella finestrella.

Disponendo di più apparecchi dello stesso tipo si potrà comporre la parola binaria corrispondente a qualsiasi numero.

Per una corretta esecuzione del montaggio si consiglia di seguire le indicazioni riportate nell'opuscolo che la AMTRON fornisce allegato al kit.



CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione:	115-220-250 V c.a. commutabili con cambiotensioni
Frequenza di alimentazione:	50 - 60 Hz
Corrente continua assorbita:	38 mA
Guadagno in tensione:	≧ 44 dB con carico di 300 Ω
Impedenza d'ingresso:	> 100 kΩ
Massimo segnale d'ingresso con carico maggiore di 270 Ω:	30 mV
Massimo segnale d'ingresso con carico di 50 Ω:	6 mV
Semiconduttori impiegati:	2 transistori BC109C, 1 transistore 2N2219, 1 transistore BC140, 1 Zener BZY88C18 oppure BZY94C18, 1 ponte raddrizzante W 005
Dimensioni dell'apparecchio:	145 x 80 x 50
Peso dello strumento:	500 g

PREAMPLIFICATORE UNIVERSALE

scatole di montaggio



UK 172

Con l'UK 172 l'AMTRON ha inteso mettere a disposizione dell'amatore un Jolly che può servire a risolvere innumerevoli problemi che possano sorgere in un laboratorio, e la cui soluzione con metodi convenzionali provocherebbe perdite di tempo non indifferenti.

Il montaggio dell'apparecchiatura inoltre insegnerà molte cose interessanti riguardanti gli amplificatori, che è utile conoscere anche in vista di future applicazioni.

L'impedenza di ingresso è stata tenuta sufficientemente elevata in modo da introdurre scarse perturbazioni nel circuito al quale l'amplificatore deve venire collegato.

La curva dell'amplificazione è abbastanza piatta e la banda sufficientemente larga per un gran numero di applicazioni. L'uscita può essere collegata a carichi molto variabili. La variazione della tensione di uscita col carico non è eccessiva, ad ogni modo un'apposita tabella permette di conoscere l'andamento di questa tensione.

Il guadagno in tensione è piuttosto costante in dipendenza del carico e quello in potenza cresce in maniera abbastanza uniforme col diminuire della resistenza di carico.

L'uscita può anche essere mandata in corto circuito senza conseguenze dannose per l'amplificatore.

Chissà quanti tra voi si saranno trovati almeno una volta nella loro vita di sperimentatori a dover pronunciare la fatidica frase: «qui ci vorrebbe un amplificatore da inserire tra questo e quest'altro».

Ci sono varie soluzioni a questo appassionante problema. I più bravi tra voi, naturalmente la maggioranza, si armeranno di carta e matita e cercheranno di poter adattare allo scopo qualcosa che già possiedono nel cassetto, dato che talvolta l'urgenza di vedere il risultato di un esperimento non permette nemmeno di uscire per approvvigionarsi del materiale adatto.

Altri meno bravi, cercheranno uno schemino su qualche rivista e cercheranno di adattarlo ai propri scopi, trovandosi subito alle prese con una miriade di problemi, dato che tra gli schemi pubblicati, in genere non se ne trova mai uno che vada proprio bene per il proprio scopo.

I più furbi invece si terranno in casa un amplificatore già bell'e fatto che possa adattarsi ad un gran numero di situazioni, e che possa essere adoperato senza dover perdere molto tempo che, come si sa, è denaro anche se si lavora per svago.

Un amplificatore che, senza pretendere di voler fare proprio tutto, permette di risolvere un buon numero di situazioni, ve lo offriamo già noi bello e pronto. Non avete altro da fare che divertirvi a montarlo e l'avrete sempre a portata di mano per risolvere gran parte dei problemi che in genere non hanno nulla a che fare con l'esperimento che state conducendo, ma che ne bloccherebbero inesorabilmente il proseguimento. Inoltre, se leggerete attentamente quanto segue, avrete occasione di imparare tante cose che, chissà mai, potrebbero venire utili in seguito.

Seguendo la descrizione del circuito vedrete che sono stati fatti miracoli per rendere il campo di applicazione di uno strumento così semplice ed economico, più vasto di quanto immaginiate.

Il fatto di essere direttamente alimentato dalla rete con alimentatore stabilizzato, libera da un ulteriore impegno l'alimentatore o gli alimentatori del vostro laboratorio che, nel corso di un esperimento, saranno certamente impegnati in compiti ben più utili.

L'uscita con notevole potenza su una bassa resistenza, lo renderanno abbastanza indipendente dal carico. Ad ogni modo pubblicheremo in seguito una tabellina che permetterà sempre di conoscere la tensione di uscita in dipendenza al carico che presenterete ai morsetti, e tante altre notizie utili che vi permetteranno di usare l'amplificatore (senza però voler pretendere una alta precisione) come amplificatore di misura, mettendo a profitto i dati che noi vi daremo ed eventualmente completandoli con vostre misure personali. Questo si può fare grazie alle eccezionali doti di stabilità di questo amplificatore.

La banda passante è abbastanza larga in quanto per l'attenuazione di 2 dB va da 30 Hz a 100 kHz. Quindi per segnali a bassa frequenza non introdurrà molte distorsioni. Naturalmente, quando avrete verificato la possibilità del fenomeno che state osservando, avrete tutto il tempo per progettare e costruire un amplificatore che meglio si adatti alle vostre esigenze, per resistenze di carico molto basse si nota un certo aumento della frequenza di taglio inferiore. Per esempio per RL = 4 Ω la frequenza minima sarà di 45 Hz.

L'impedenza d'ingresso è molto alta per un amplificatore che non usa elementi ad effetto di campo, e quindi introduce perturbazioni trascurabili sulle caratteristiche dell'apparecchio al quale lo dovete collegare.

La potenza erogata dipende naturalmente dal carico, ma varia poco entro limiti abbastanza vasti. Daremo ora una tabellina dei guadagni in decibel sia per la potenza che per la tensione. Poi spiegheremo come abbiamo eseguito questo calcolo. La tabella è data per valori massimi dell'ingresso, ma l'amplificatore lavora su tratti lineari della curva caratteristica dei transistori, quindi i valori possono valere con buona approssimazione anche per piccoli segnali. Supporremo che la resistenza d'ingresso sia 100 kΩ.

Avrete notato che alcune grandezze sono state date da un numero moltiplicato per una certa potenza di 10. Tale sistema di notazione si chiama «notazione scientifica». In pratica si tratta di moltiplicare il numero per 1 seguito da un numero di zeri pari alla cifra dello esponente. Se l'esponente è negativo bisogna invece dividere il numero per 1 seguito da un numero di zeri pari alla cifra dell'esponente.

Per esempio:

$$1{,}9 \cdot 10^{-7} = \frac{1{,}9}{10.000.000} = 0{,}00000019$$

$$1{,}9 \cdot 10^{7} = 1{,}9 \times 10.000.000 = 19.000.000$$

E' ovvio che per cifre molto piccole o molto grandi, questa notazione risulta molto comoda.

Dalla tabella si può notare che il guadagno di tensione in dB per questo amplificatore risulta molto costante, mentre il guadagno di potenza presenta un andamento decrescente con la diminuzione del carico.

Siccome le misure eseguite per ottenere i dati della tabellina sono state eseguite su un prototipo di nostra costruzione, e siccome esiste la possibilità di una certa variazione delle caratteristiche dei transistori che sono forniti dalla fabbrica, anche se contrassegnati con la medesima sigla, vi forniamo qui di seguito il procedimento per eseguire queste misure ed i relativi calcoli per il vostro proprio amplificatore, in modo da costituirvi una tabella di prestazioni di sicuro affidamento, anche se i dati su esposti possono variare di poco.

Per prima cosa bisogna valutare la resistenza d'ingresso dell'amplificatore. Per fare questo si collega all'uscita una resistenza di valore medio, per esempio 500 Ω. All'ingresso si collega un generatore di bassa frequenza.

Mediante un oscilloscopio od un millivoltmetro elettronico misureremo la tensione all'ingresso dell'amplificatore, con il generatore collegato. Avremo provveduto in precedenza ad inserire nel circuito (fig. 1) una resistenza di valore noto, per esempio 10 kΩ.

Misureremo la tensione ai capi di questa resistenza. Chiameremo V1 la tensione ai capi della resistenza di 10 kΩ e V2 la tensione ai capi d'ingresso dello amplificatore. Basterà far uso della legge di Ohm per sapere quanto vogliamo. Infatti la corrente nel circuito sarà data da:

$$I = \frac{V1}{10.000}$$

Ora vogliamo conoscere la resistenza Rx d'ingresso dell'amplificatore.

Questa sarà data da:

$$Rx = \frac{V2}{I}$$

Si effettuino ora varie misure della tensione d'ingresso e della tensione di uscita per varie resistenze di carico, seguendo lo schema della tabellina T2.

Possiederemo quindi una serie di tensioni d'ingresso cui corrisponderanno una serie di tensioni di uscita, come in T1.

Le rispettive potenze si calcolano con la ben nota formula:

$$P = \frac{V^2}{R}$$

Avendo a disposizione le tensioni e le potenze di entrata e le tensioni e le potenze di uscita, potremo calcolare i relativi guadagni in dB.

Cos'è un dB o decibel?

Prima di tutto il nome dell'unità deriva da quello del noto fisico americano

Tensione d'ingresso V	Potenza di ingresso W	Resist. di carico Ω	Tensione di uscita V	Potenza di uscita W	Guadagno di tensione dB	Guadagno di potenza dB
0,03	$9 \cdot 10^{-6}$	1 kΩ	5,12	0,026	44,6	34
0,0115	$1{,}32 \cdot 10^{-6}$	100	1,8	0,032	43,9	43,8
0,009	$8{,}1 \cdot 10^{-7}$	68	1,4	0,028	43,8	45,3
0,0068	$4{,}62 \cdot 10^{-7}$	50	1,08	0,023	44,0	46,9
0,0024	$5{,}76 \cdot 10^{-8}$	16	0,37	0,008	43,7	51,4
0,0011	$1{,}21 \cdot 10^{-8}$	8	0,169	0,0035	43,7	54,6
0,00052	$2{,}7 \cdot 10^{-9}$	4	0,074	0,00136	43,1	57,0

Alexander Graham Bell, contestato inventore del telefono ma incontestato studioso di acustica. Siccome la variazione dell'intensità del suono che noi percepiamo con l'orecchio come lineare, dipende in realtà dal quadrato della variazione effettiva della potenza sonora, per non dover scrivere cifre molto grandi, si è convenuto di usare un'unità logaritmica per la misura dell'unità sonora. Basterà consultare un manuale contenente le tavole dei logaritmi per vedere che il logaritmo di un determinato numero si compone di due parti: una, a sinistra della virgola esprime la potenza a cui è elevato il numero 10 nella notazione scientifica di cui abbiamo prima parlato, ossia è un numero pari al numero delle cifre a sinistra della virgola nel numero di partenza diminuito di uno. La parte a destra della virgola si chiama mantissa e definisce l'effettivo valore della cifra significativa. Esistono logaritmi a base diversa: per le nostre misure useremo logaritmi in base 10, ma ci sono anche i logaritmi naturali la cui base è il numero detto «e» e che vale 2,718281828...

Per non annoiarvi ulteriormente con nozioni che potrete trarre da decine di testi specializzati, diremo ancora che la definizione del logaritmo di un numero è la seguente:
si chiama logaritmo di un numero lo esponente a cui bisogna elevare la base per ottenere il numero stesso.

L'uso dei logaritmi permette di semplificare notevolmente calcoli anche complessi. Il regolo calcolatore, basato appunto sui logaritmi, ne è un esempio.

Torniamo ora ai nostri decibel. Parleremo con il chiaro linguaggio delle formule.

Per le tensioni:

$$\text{guadagno in dB} = 20 \times \log_{10} \frac{\text{tensione d'uscita}}{\text{tensione d'ingresso}}$$

per le potenze:

$$\text{guadagno in dB} = 10 \times \log_{10} \frac{\text{potenza d'uscita}}{\text{potenza d'ingresso}}$$

La cosa sembrerà oziosa, ma se si pensa che un guadagno di tensione di 100.000.000 per esempio, si scrive 160 dB. Il tutto cambia aspetto e con questo sapete tutto o quasi...

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Per sommi capi il circuito dell'amplificatore è formato da due stadi in cascata ad accoppiamento diretto formati da TR1 e TR2 e da uno stadio adattatore d'impedenza a collettore comune formato da TR3.

L'alimentazione è stabilizzata dal transistore TR4 dopo essere stata raddrizzata ad onda intera dal ponte di Graetz monofase BR.

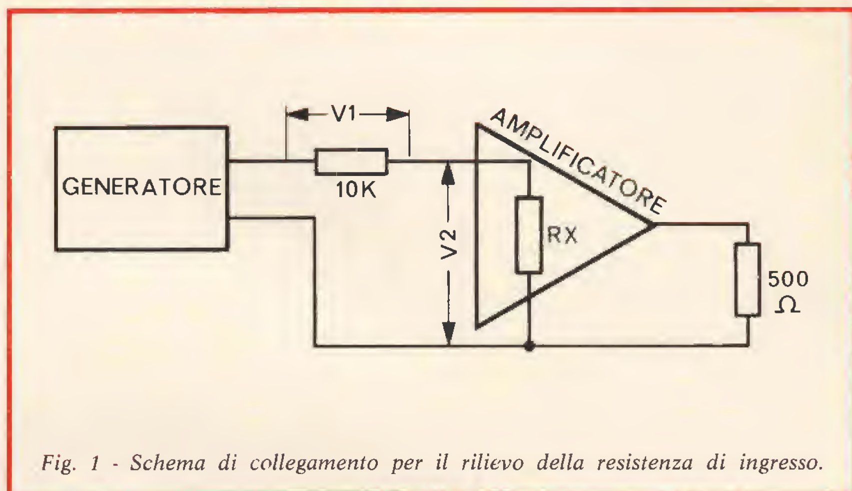


Fig. 1 - Schema di collegamento per il rilievo della resistenza di ingresso.

Come vedete è una cosetta molto semplice, ma aspettate di sentire il resto.

Per prima cosa vediamo in cosa consiste uno stadio ad accoppiamento diretto e perché è stato scelto.

Dovendo far passare una certa potenza in corrente alternata a frequenza molto bassa mediante il condensatore usato di solito per l'accoppiamento tra gli stadi in cascata, tale condensatore assumerebbe valori grandissimi e proibitivi. Primo vantaggio dell'accoppiamento diretto quindi è l'ottenimento di una bassa frequenza di taglio con un minimo dispendio di mezzi. Inoltre l'impiego di condensatori di valore molto elevato implica la presenza di transitori molto lunghi, che non permettono il passaggio di fronti d'onda molto ripidi.

Gli amplificatori ad accoppiamento diretto possono essere molto pratici anche per frequenze alte. Per esempio in amplificatori veramente a larga banda lo ingombro fisico dei condensatori di accoppiamento, può porre seri problemi a causa della loro inevitabile capacità parassita con gli altri elementi del circuito. Non si tratta del nostro caso, ma è bene saperlo. Altra importante ragione per l'uso dell'accoppiamento diretto è che i condensatori di accoppiamento, se si vuole una frequenza di taglio molto bassa, occupano molto spazio. In questi tempi di miniaturizzazione, lo spazio è una cosa importante.

Fortunatamente la buona stabilità a lungo termine delle caratteristiche in corrente continua dei transistori al silicio, ha reso non solo possibile, ma molto attraente il poter usare amplificatori in corrente continua anche dove non ce ne sarebbe in teoria bisogno.

Questo è particolarmente vero nel caso dei circuiti integrati dove complicati circuiti sono completamente costruiti su una piccolissima piastrina di silicio.

Naturalmente esistono moltissimi sistemi di eseguire amplificatori con accoppiamento diretto (basti pensare al noto circuito «Darlington»).

Il compito è facilitato anche dall'esistenza dei transistori a polarità opposta (PNP ed NPN), che moltiplica le possibilità dell'accoppiamento diretto.

La possibilità di accoppiamento diretto per il silicio dipende dal fatto che la I_{CBO} è virtualmente trascurabile. Può essere usato uno strato superficiale di ossido sulla piastrina, che permette una ottima stabilità nel tempo, ed una buona costanza nei parametri nella serie prodotta.

Inoltre è possibile avere grandi guadagni in corrente con basse correnti di collettore. Naturalmente ci sono anche degli svantaggi, per esempio h_{fe} dipende fortemente dalla temperatura, ma per ovviare a questo esistono degli accorgimenti. Il calcolo delle polarizzazioni non può essere fatto stadio per stadio, come per i normali amplificatori accoppiati a condensatore, ma tutto il complesso deve essere preso in considerazione in quanto il segnale e la polarizzazione sono mischiati, il livello di uscita senza segnale di uno stadio diventa il livello di entrata senza segnale dello stadio successivo e così via.

Sarebbe addirittura possibile avere dei risultati abbastanza stabili anche senza controreazioni, ottenendo così la massima amplificazione possibile, in quanto la caratteristica di entrata dei transistori al silicio è sufficientemente lineare anche a basse polarizzazioni. Noi abbiamo però preferito rinunciare a buona parte dell'amplificazione possibile in favore della massima stabilità controreazionando fortemente lo stadio di entrata sia mediante il resistore di emettitore R5 privo di bypass, sia prelevando dal collettore di TR2 parte della tensione amplificata dal secondo stadio e riportandola all'emettitore di TR1 per mezzo della resistenza R20. La fase risulta opposta a quella presente sull'emettitore e quindi abbiamo a che fare anche qui con una controreazione. La stabilizzazione per le variazioni di temperatura viene fatta solo per i due stadi ad emettitore comune prelevando una tensione di controreazione in corrente continua dal centro del partitore formato da R25 ed R30 e riportandola in base a TR1 in opposizione a quella presente.

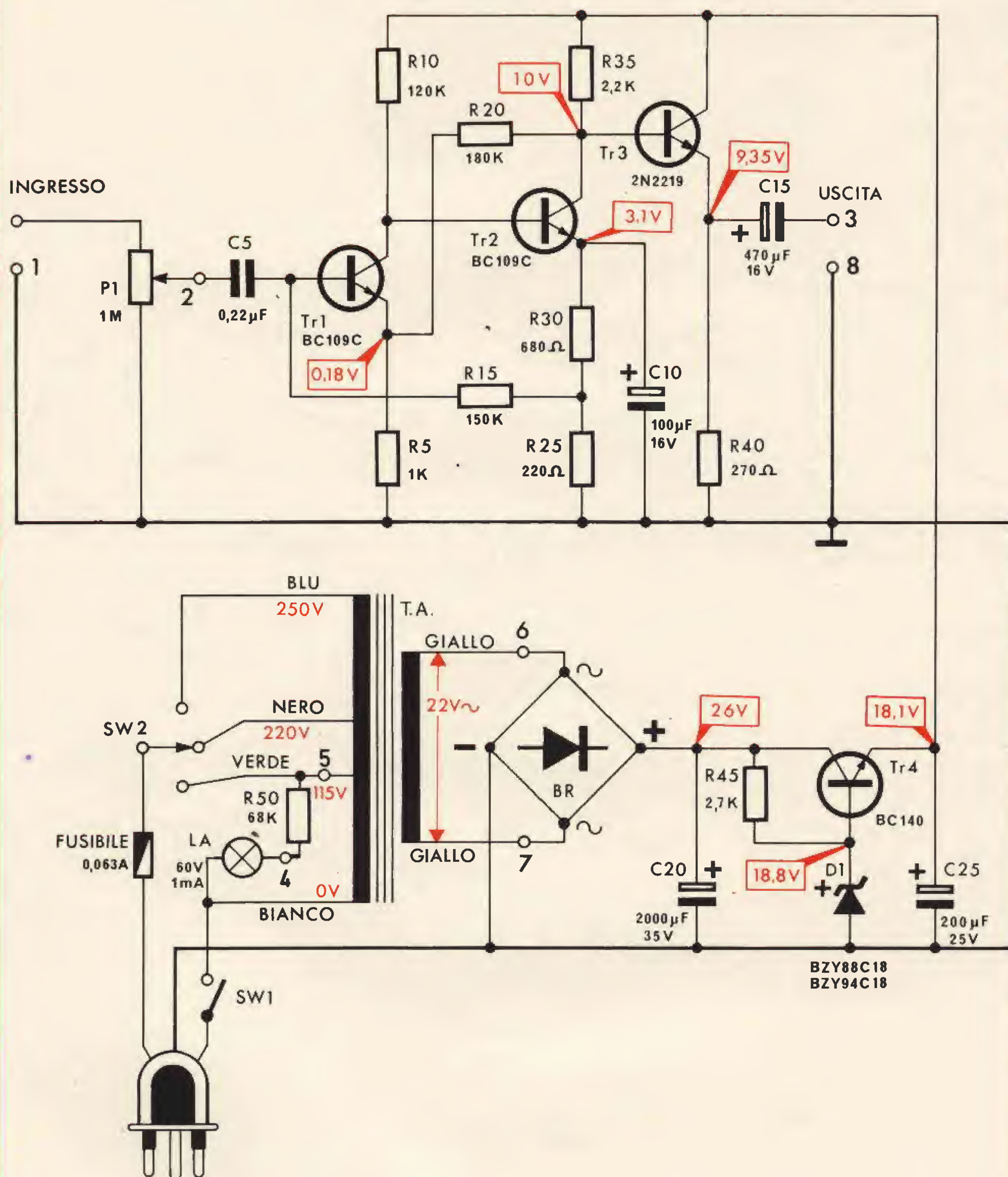


Fig. 2 - Schema elettrico.

Per gli amplificatori ad emettitore comune le considerazioni di fase sono da condurre nel seguente modo.

Se la corrente aumenta in base, aumenta anche la tensione sul diodo base emettitore. Diminuisce la resistenza offerta dal transistore, quindi diminuirà la tensione sul terminale di collettore ed aumenterà quella sul terminale di emettitore. La tensione sul terminale di collettore sarà in opposizione di fase con quella d'ingresso, mentre la tensione presente sul terminale di emettitore sarà in concordanza di fase con la tensione di ingresso.

La controreazione provocata dalla resistenza di emettitore richiede un altro ragionamento. Il transistore conduce maggiormente quanto maggiore è la differenza di potenziale tra base ed emettitore. Quindi (sempre nel caso NPN) la base, essendo per un certo grado positiva, l'emettitore deve essere più negativo per aumentare la conduzione. Ma la presenza della resistenza di emettitore lo rende invece più positivo al diminuire della resistenza del transistore, provocando una tendenza a diminuire la conduzione del transistore. Da questo l'effetto di controreazione. Se esiste un condensatore di bypass l'effetto vale solo per la corrente continua, se questo non esiste l'effetto si ha anche per la corrente alternata.

Un altro effetto della resistenza di emettitore è quello di aumentare la resistenza d'ingresso del circuito ad un valore pari al valore della resistenza moltiplicato per l'h_{fe} del transistore, d'altra parte qualsiasi controreazione aumenterà la resistenza d'ingresso in quanto sarà necessaria una maggior tensione per provocare il passaggio della stessa corrente, quindi la legge di Ohm ci dice che la resistenza aumenta.

Diremo ora due parole sullo stadio finale a collettore comune. In questo schema di collegamento il segnale viene applicato sulla base e viene prelevato sull'emettitore. Per le considerazioni prima svolte, il segnale di uscita sarà in fase con quello d'ingresso. Per l'assenza della resistenza di collettore la controreazione della resistenza di emettitore sarà più importante che nel montaggio ad emettitore comune, quindi la resistenza d'ingresso sarà alta mentre quella di uscita, sarà bassa in quanto su di essa non influiranno le variazioni della resistenza del transistore. La formula della resistenza di uscita, a parte termini trascurabili, sarà:

$$R_o = \frac{R_s + R\pi}{h_{fe} + 1}$$

per la corrente continua o comunque a bassissima frequenza. Altrimenti bisogna ragionare in termini di impedenza, e la cosa ci porterebbe troppo lontano.

Rs è la resistenza della sorgente di alimentazione;

Rπ è la resistenza della giunzione base-emettitore polarizzata direttamente ed

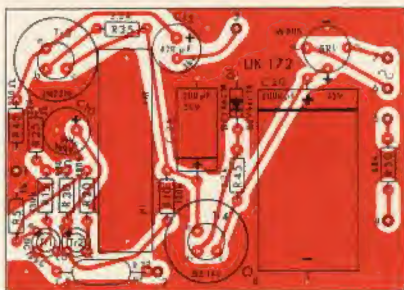


Fig. 3 - Serigrafia del circuito stampato.

è molto piccola, dell'ordine del centinaio di ohm.

h_{fe} è il coefficiente di amplificazione di corrente ad emettitore comune con uscita in corto circuito.

Nel circuito a collettore comune non si ha guadagno in tensione ma solo guadagno in corrente, in quanto è ovvio che, a meno di una piccola caduta, avremo la stessa tensione sia sulla base che su R40.

Per informazione diremo che per la base comune sussiste l'inverso, ossia si ha guadagno in tensione non in corrente, mentre nel circuito ad emettitore comune si ha guadagno, sia in tensione che in corrente.

Passiamo ora alle altre parti dell'amplificatore.

L'ingresso del segnale da amplificare avviene attraverso il parzializzatore P1 ed il condensatore C5. Il valore di tale capacità non è molto grande, dato il piccolo livello del segnale.

L'uscita avviene attraverso il condensatore C15 di elevatissima capacità.

Lo scopo di questo condensatore è di permettere la messa in corto circuito dell'uscita senza danni per il transistore finale. Infatti il corto circuito avviene solo per la corrente alternata, e le varie controreazioni presenti non permettono che i livelli in corrente alternata per vari stadi assumano valori pericolosi.

L'alimentazione avviene attraverso il trasformatore TA con primario a tre tensioni, lampada spia, fusibile di protezione ed interruttore generale. Il secondario entra nel ponte BR dal quale esce la corrente pulsante unidirezionale, che viene livellata da C20, quindi stabilizzata da TR4, per il quale il circuito formato da R45 e dallo zener D1 costituisce il generatore della tensione di riferimento. All'uscita abbiamo un ulteriore livellamento effettuato da C25. La tensione stabilizzata di uscita è di 18,1 V.

MECCANICA

Tutto l'apparecchio è sistemato entro un pratico ed elegante contenitore di dimensioni molto ridotte. Le entrate e le uscite dei segnali non sono coassiali, dato il modesto valore delle frequenze in gioco. Consigliamo comunque di eseguire i collegamenti agli apparecchi con cavo schermato, altrimenti il cavo di collegamento potrebbe raccogliere disturbi induttivi che, data anche l'alta impedenza di entrata, potrebbero alterare il segnale trasmesso.

Sul frontale della scatola appaiono l'interruttore generale, il potenziometro di regolazione del guadagno e la lampada spia indicante che l'apparecchio è in funzione.

Ai lati fuoriescono il cordone di alimentazione dalla rete, le boccole di collegamento per l'entrata e l'uscita, il fusibile ed il cambiotensioni.

All'interno sono contenuti il circuito stampato che porta montato anche il potenziometro di regolazione del guadagno, il trasformatore di alimentazione ed i vari collegamenti in cavo.

Il contenitore è di minimo ingombro, ed occupa un minimo spazio sul banco di lavoro. E' costituito da due elementi in alluminio verniciato in colori di gradevole aspetto.

MONTAGGIO

Cominceremo con il montaggio dei componenti sul circuito stampato.

Per facilitare il compito dell'esecutore, pubblichiamo la fig. 3 dove appare la serigrafia del circuito stampato sulla quale abbiamo sovrapposto l'esatta disposizione dei componenti.

Diamo per prima cosa alcuni consigli generali utili a chiunque si accinga ad effettuare un montaggio su circuito stampato.

Il circuito stampato presenta una faccia sulla quale appaiono le piste di rame ed una faccia sulla quale vanno disposti i componenti.

I componenti vanno montati aderenti alla superficie del circuito stampato paralleli a questa, fatta eccezione per alcuni che sono predisposti per il montaggio verticale.

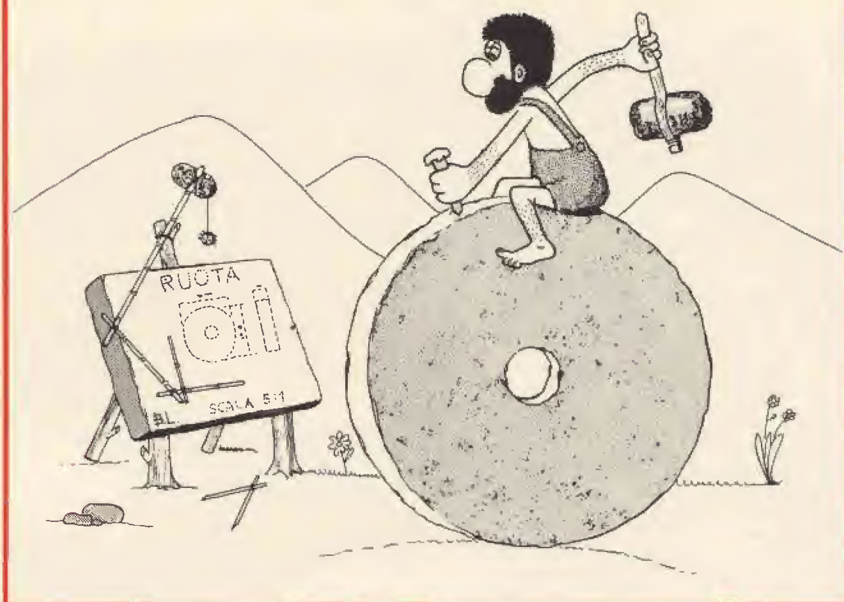
Dopo aver piegato i terminali alla giusta distanza, tra i fori ed aver verificato sulla figura il loro esatto collocamento, si introducono i terminali nei fori predisposti allo scopo sul circuito stampato.

Si effettua quindi la saldatura con un saldatore di potenza non eccessiva, agendo con decisione e rapidità per non surriscaldare i componenti.

Non esagerare con la quantità di stagno che deve essere appena sufficiente per assicurare un buon contatto. Se la saldatura non riuscisse subito perfetta, conviene interrompere il lavoro per lasciar raffreddare il componente, e quindi ripetere il tentativo. Tale precauzione vale soprattutto per i componenti a semiconduttori, in quanto una eccessiva quantità di calore trasmessa attraverso i connettori alla piastrina di semiconduttore, potrebbe alterarne permanentemente le caratteristiche, se non addirittura distruggerne le proprietà.

Tutte le operazioni di montaggio sono ampiamente illustrate nell'opuscolo fornito in unione al kit.

brevetti



Chi desidera copia dei brevetti elencati può acquistarla presso l'ufficio Brevetti ING. A. RACHELI & C. - Viale San Michele del Carso, 4 - Milano - telefoni 468914 - 486450.

n. 862511
Perfezionamento nei sistemi attivi di ricerca e localizzazione.
COMP. FRANÇAISE THOMSON HOUSTON A PARIGI

---

n. 862537
Perfezionamenti alle spazzole di motori elettrici.
SOC. LE CARBONE LORRAINE A PARIGI

---

n. 862557
Procedimento di sviluppo di immagini elettrostatiche latenti, particolarmente utile nell'industria xerografica.
RANK XEROX LTD. A LONDRA

---

n. 862563
Dispositivo volumetrico per la misura della portata di fluidi.
AMERICAN RADIATOR AND STANDARD SANITARY CORP. A N.Y. USA

---

n. 862569
Scorritore elettromagnetico di commutazione.
SAUER HANS A MUNCHEN GERM. E MATSUSHITA ELECTRIC WORKS LTD. A OSAKA GIAPP.

---

n. 862574
Apparecchio fotogrammetrico di restituzione affine.
HOFMANN OTTO A KIRCHSTOCHACH GERM.

n. 862576
Procedimento e dispositivo per produrre forme tipografiche a retino con un disegno corrispondente ad un modello e che si ripete almeno in direzione della riga.
N. V. WERKSPOOR AMSTERDAM AD AMSTERDAM

---

n. 862590
Dispositivo a quadrante per strumento indicatore polarizzato.
AMETEK INC. A N.Y. USA

---

n. 862595
Relè a tenuta per rimanenza.
SIEMENS AKT. BERLINO E MONACO GERM.

---

n. 862599
Macchina per l'applicazione dell'isolamento ai nuclei degli avvolgimenti statorici di macchine elettriche.
LENINGRADSKOE, KIROVA

---

n. 862610
Memorizzatore ottico in massa avente un piano di memoria diviso in cellule di memorizzazione.
N. V. PHILIPS GLOEILAMPENFABRIEKEN AD EINDHOVEN P. B.

---

n. 862643
Apparecchio per determinare la distanza reciproca tra raggi o fasci paralleli di certi metalli.
THE GENERAL ELECTRIC AND ENGLISH ELECTRIC COMP. LTD. A LONDRA

n. 862644
Apparecchio a raggi X per radiografia.
N. V. PHILIPS GLOEILAMPENFABRIEKEN AD EINDHOVEN P. B.

---

n. 862645
Dispositivo comprendente un tubo a raggi catodici con lente quadripolare di amplificazione della deflessione.
C.S.

---

n. 862681
Processo per un doppio accrescimento epitassiale consecutivo da soluzione e dispositivo ottenuto con l'impiego di tale processo.
RADIO CORP. OF AMERICA OR RCA CORP. A N.Y. USA

---

n. 862690
Circuito di diramazione per segnali elettrici composti.
INTERN. STANDARD ELECTRIC CORP. A N.Y. USA

---

n. 862691
Circuito integrato allo stato solido avente due soli conduttori entranti.
ITT/IND. INC. A N.Y. USA

---

n. 862703
Dispositivo per la determinazione elettrochimica del contenuto in ossigeno di un liquido.
FORSCHUNG, HOCHSCHULE A ZURIGO SVIZZERA

---

n. 862712
Metodo per comandare l'elemento incisore azionato elettromagneticamente da una macchina per incisione.
N. V. WERKESPOOR AMSTERDAM AD AMSTERDAM

CHE COSA È ACCADUTO ALLA RIVOLUZIONE DEL VIDEO DOMESTICO NEGLI STATI UNITI

L'entusiasmo del 1972 si è trasformato, nel 1973, in confusione per il problema dell'incompatibilità. Ciò nonostante, vari sistemi sono stati introdotti sul mercato americano.

Precedentemente, nel 1971, in USA si disse addirittura che stava per nascere la televisione a cartuccia. Poi si fecero delle conferenze. Apparvero anche dei prototipi. Si parlò di una nuova era industriale. La stampa ne scrisse con enorme rilievo. Ma i modelli di TV a cartuccia funzionanti non si videro quasi.

La rivoluzione delle cassette video non è ancora iniziata e forse tarderà a iniziare. Per capirne la ragione, bisogna conoscere alcuni elementi della televisione a cartuccia.

Come dice il nome stesso, televisione a cartuccia significa sistema per la registrazione e la riproduzione di programmi televisivi mediante l'uso di una particolare apparecchiatura e di un televisore standard. La differenza fra una cartuccia-video e una video-cassetta non è poi così distinta come nel settore audio. Infatti, nell'audio una cartuccia contiene un circuito continuo di nastro; una cassetta ha due bobine.

Nel settore video, i termini vengono spesso usati come sinonimi. Comunque, la differenza è questa: «Cartrivision» contiene due bobine sovrapposte, la cassetta SONY contiene due bobine collocate una di fianco all'altra sullo stesso piano.

Esteriormente, la differenza consiste nella dimensione. La cassetta audio ha uno spessore di circa 1/4 di pollice e può essere contenuta facilmente nel palmo della mano; la cassetta video ha lo spessore maggiore di 1 pollice e la dimensione di un libro, all'incirca.

Tanto le cartucce video quanto le cassette hanno, per la maggior parte, dei nastri video magnetici tipo standard.

Sono stati usati vari materiali, e senza dubbio ne verranno usati altri ma, finora i nastri magnetici si sono rivelati i più consoni. Forse in futuro ai nastri magnetici, dal costo elevato, si troveranno dei surrogati.

Esiste anche il nastro video «open-reel» da un quarto di pollice, da mezzo pollice e da un pollice.

I costruttori statunitensi offrono apparecchiature in formati da ½ pollice o 1 pollice, con prezzi che vanno da poco meno di $ 1.000 per una rudimentale apparecchiatura da ½ pollice fino a $ 10.000 per un'apparecchiatura a colori da 1 pollice di qualità veramente eccezionale.

Ciò conferma che l'incompatibilità è causa principale del lentissimo sviluppo del video domestico.

Il termine CTV si applica comunque, in linea di massima, alla TV a cartuccia o a cassetta. Anche in questo caso più di 20 costruttori hanno proposto oltre 50 modelli. Forse i più attendibili sono: il sistema «Cartrivision» della Cartridge Television Inc., che utilizza un nastro da ½" all'ossido di ferro, e il sistema SONY U-MATIC che utilizza il nastro HE. Il vantaggio di entrambi i sistemi è quello di possedere una certa compatibilità con le apparecchiature di altri costruttori.

La Warwich sta già costruendo dei sistemi Cartrivision compatibili e l'Admiral e la Teledyne Packard Bell (mediante accordo con la Cartrivision) pensano di fare presto altrettanto.

Le apparecchiature SONY U-MATIC sono già sul mercato USA, benchè non esista per esse una catena di distribuzione come per la Sears o la Wards.

La SONY sostiene che questo non è uno svantaggio, poiché per il momento non pensa ad un mercato consumistico. Infatti, la maggior parte dei costruttori di CTV (a circuito chiuso) mira alle vendite per usi di ufficio, per usi didattici e militari, nell'attesa che sorga la domanda del privato.

Comunque la Cartrivision punta a tutti i mercati, ivi compreso quello interno. La Cartrivision ha già pubblicato un catalogo con i titoli dei programmi commerciali per l'acquisto o il nolo.

La Cartrivision afferma di non preoccuparsi del problema della compatibilità per gli usi casalinghi, poichè, dice, la massima parte degli utenti non conosce nemmeno il problema. Se ne preoccupa, invece, la SONY la quale ha introdotto sul mercato il primo sistema a 3/4". Le apparecchiature SONY sono quindi compatibili con quelle prodotte dalla 3M, JVC, NEC e Panasonic. Secondo un portavoce della SONY il codice segreto consiste nella lettera U. Qualsiasi apparecchiatura da 3/4" il cui nome è preceduto dal prefisso U, come ad esempio i modelli U-VCR" della JVC, è compatibile con il sistema SONY.

La JVC ha ora in progetto di co-

struire per il 1973 un'apparecchiatura a cartuccia da 1".

L'apparecchio avrà una cartuccia simile alla bobina da ½" della Ampex, con un nastro da 1 pollice che, automaticamente, si avvolge attorno alla bobina all'interno dell'apparecchiatura.

Il nastro può essere tolto dalla cartuccia e riprodotto su una qualsiasi apparecchiatura JVC da 1".

Ma l'interesse maggiore lo riscuote il ½". Perfino la Panasonic, pur tenendo fede al contratto con il quale si impegna a fornire i modelli da 3/4 di pollice compatibili con le serie U della SONY, non ha intenzione di promuoverli. Invece la Società promuoverà le sue apparecchiature da ½".

Comunque, la decisione di mantenere una linea di prodotti compatibili con il sistema SONY da 3/4" e con i modelli EIAJ è un indice della incertezza che circonda i formati CTV.

I modelli EIAJ da ½" sono compatibili anche con l'INSTAVIDEO della Ampex, la Società che nel 1956 ha fatto conoscere i video-registratori da 2".

Ma fino al 1972, quando emerse l'Instavideo, la Ampex si rifiutò di entrare nel mercato del ½". La Instavideo è ancora agli inizi, ma non si esclude uno sviluppo sensazionale.

Un discorso a parte è necessario per il Philips VCR, un sistema che non è compatibile con alcun altro sistema CTV. Esso utilizza una cassetta a due bobine con nastro da ½ pollice.

Il sistema della Philips, già disponibile in Europa per il colore PAL, verrà adattato agli standard americani NTSC.

La versione europea industriale del VSR è stata ora autorizzata a 8 costruttori.

Anche il Mag Tape Selecta Vision della RCA è compatibile solo con le apparecchiature BELL & HOWELL e MAGNAVOX brevettate dalla RCA.

La RCA con il Mag Tape Vision è ritornata temporaneamente alla tecnica del nastro magnetico. Inizialmente, Selecta Vision doveva utilizzare un procedimento di registrazione olografico su un nastro vinile standard del tipo usato nei supermarket per avvolgere la carne.

Da allora la Società ha concentrato gli sforzi, ed il risultato è stato il MAG TAPE. Si tratta di un nastro da ¾ di pollice, che non è compatibile né con i sistemi SONY né con quelli della EIAJ. La RCA sostiene che si serve ancora dei nastri olografici ma non si prevede niente di concreto per il futuro.

Naturalmente l'Holotape Selecta Vision non è stato il solo sistema CTV a dover affrontare dei problemi.

La causa più nota è probabilmente l'EVR, il sistema a cartuccia messo a punto dalla CBS. Essendo il primo sistema CTV introdotto sul mercato, esso attirò molta attenzione. Il brevetto fu dato alla Motorola, ma poi improvvisamente la CBS si ritirò dal progetto, probabilmente per non subire ulteriori perdite economiche.

La CBS detiene ancora dei diritti di brevetto e potrebbe perfino passare alla produzione se le apparecchiature EVR lasciassero libero il mercato.

La Motorola continua a costruire apparecchiature EVR e mira al mercato Europeo. Inoltre, una ditta inglese sta costruendo apparecchiature EVR ed alcune Società giapponesi puntano al medesimo obiettivo.

Questi tentativi dimostrano che il nastro magnetico ha superato tutti i test. Ciononostante, a causa dell'elevato costo del nastro magnetico, vengono studiati altri metodi. Infatti, sono stati fatti degli esperimenti con dischi video, soprattutto da parte della AEG-TELEFUNKEN. Inoltre la RCA ha in progetto un tipo diverso di sistema a disco. I dischi sottilissimi in plastica sono di due dimensioni, da 9" e 12".

Il primo ha una riproduzione della durata di 5 minuti e il secondo di 12.

Il costo previsto per il video disco è relativamente basso e ciò costituisce un vantaggio.

Il problema, naturalmente, consiste nel mantenere tali costi ai livelli proposti. Ciò si è rivelato impossibile per la maggior parte degli altri sistemi.

Dopo tutto, il costo dei sistemi video è uno svantaggio tanto quanto l'incompatibilità. I prezzi per le apparecchiature di registrazione e di riproduzione vanno da $ 6.000 a $ 15.000. Ad esempio, il sistema della SEAR CARTRIVISION, costava nel giugno 1972 a Chicago $ 1.350. Questo non è un prezzo che può invogliare il pubblico ad acquistare una tale apparecchiatura. Un costo extra è rappresentato dal materiale registrato e riprodotto su queste apparecchiature. Perfino i nastri non registrati costano più di $ 10 ed inoltre esiste il problema di come poterli utilizzare.

Non tutte le apparecchiature sono in grado di registrare, ed alcune di quelle che lo sono possono registrare solo programmi televisivi. Ciò richiede una telecamera e un apparecchio per la registrazione e la riproduzione, apparecchiature queste molto costose e fuori dalle possibilità medie.

Inoltre c'è il problema della manutenzione. Chi può riparare una apparecchiatura CTV? Non tutti possono farlo, e il servizio riparazioni della fabbrica è molto lento.

In conclusione, il video domestico è ancora un sogno. Le apparecchiature CTV esistono, e ne verranno prodotte in un numero considerevole entro l'anno, ma esse non rappresenteranno un articolo di largo consumo.

Se oggi l'apparecchiatura CTV ha un posto nel mondo, esso è legato all'industria, agli usi d'ufficio e all'insegnamento. E perfino in questi settori il suo progresso va a rilento.

Forse un giorno il CTV entrerà nelle nostre case, ma non prima che siano superati i maggiori ostacoli, come la compatibilità e il costo.

Una volta che le cassette potranno essere facilmente intercambiabili tra le diverse apparecchiature, e quando quest'ultime avranno un costo ragionevole, allora le CTV si affermeranno.

Molte persone hanno speso somme abbastanza consistenti per i televisori a colori e ne sono soddisfatte, e questo forse è uno dei più grossi ostacoli che il CTV deve affrontare.

da «The World of Tape», Cincinnati, Ohio.

radionautica
radiodiffusione
radioamatori

di P. SOATI

QTC

— —·— — —·—·

IL REGOLAMENTO INTERNAZIONALE DELLE RADIOCOMUNICAZIONI

Un altro testo indispensabile per coloro che praticano la navigazione da diporto, usando altresì dei sistemi di radiocomunicazione a distanza, è **IL REGOLAMENTO DELLE RADIOCOMUNICAZIONI**, completo delle **risoluzioni**, **raccomandazioni** ed **appendici**, nella versione originale che è stampata in tre lingue differenti (francese, inglese e spagnolo).

Di detto regolamento ne esiste una versione destinata esclusivamente al servizio mobile marittimo, avente il titolo di **MANUALE DESTINATO AL SERVIZIO MOBILE MARITTIMO,** edito anch'esso nelle suddette tre lingue a cura dello stesso ente internazionale.

La prima parte del manuale è dedicata alla terminologia ed alle definizioni, la seconda parte alla ripartizione delle frequenze, la terza parte alle misure contro i disturbi e le disposizioni amministrative concernenti le stazioni, la parte quarta e quinta al personale ed alle condizioni di funzionamento delle stazioni del servizio mobile marittimo, relativa procedura, suddivisione delle gamme ed altri interessanti particolari.

Seguono inoltre numerose appendici nelle quali sono presi in considerazione altri importanti argomenti compresi i vari codici e le abbreviazioni in uso nel servizio mobile.

Un testo aggiuntivo al Regolamento delle Radiocomunicazioni è costituito dagli atti finali della conferenza amministrativa mondiale delle radiocomunicazioni incaricata di trattare il servizio mobile marittimo.

RADIOFARI (1°)

I radiofari non sono altro che delle stazioni radio, situate in una posizione nota, che trasmettono ad orari fissi, od anche dietro richiesta, dei determinati segnali Morse in modo da consentire a qualsiasi nave di effettuarne il relativo rilevamento con il radiogoniometro, od in certi casi con il solo impiego di un conta secondi.

Esistono le seguenti specie di radiofari:

1°) **radiofari circolari (RC)**, che sono la maggioranza.

2°) **radiofari direzionali (RD)**.

3°) **radiofari direzionali rotanti (RW)**.

Nelle nomenclature i radiofari sono definiti con le seguenti caratteristiche: **nome della stazione, numero d'ordine, latitudine e longitudine, frequenza di emissione in kilohertz, segnale RT trasmesso e dati di emissione**, (si tratta di segnali Morse che vengono emessi in un determinato intervallo di tempo detto **durata del ciclo)**, **servizio del radiofaro,** il quale in genere è ripartito in **servizio con nebbia** e **servizio senza nebbia,** a fianco di questa voce sono riportati naturalmente gli orari di emissione.

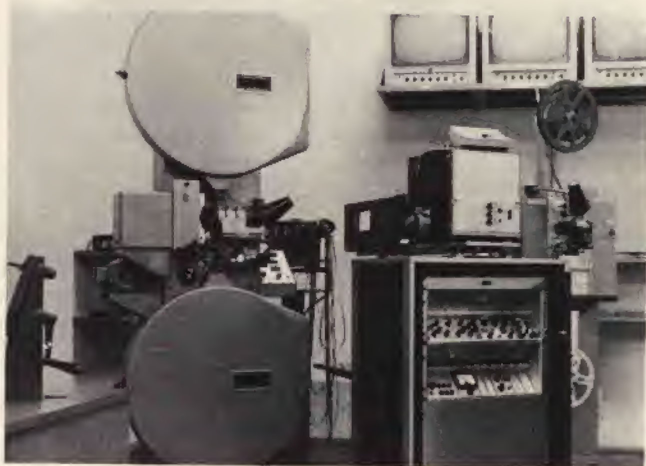


Fig. 1 - Alcune delle apparecchiature dello studio televisivo della stazione jugoslava di Koper - Capodistria.



Fig. 2 - Monoscopio usato dalla stazione jugoslava di Ljubljana per le emissioni a colori.

Radiofari circolari (RC) — sono chiamati radiofari circolari le stazioni radio che emettono segnali RT.

Questi segnali sono omnidirezionali, cioè si propagano in modo circolare quasi uniforme, per cui possono essere rilevati con un radiogoniometro.

L'emissione in genere è intensificata nei periodi in cui si ha scarsa visibilità mentre viene effettuata ad intervalli più lunghi nei giorni di buona visibilità.

I radiofari RC generalmente sono riuniti in gruppi di due o tre in modo da rendere più semplice la loro utilizzazione simultanea ed ottenere con maggior sicurezza il punto nave.

Nei numeri successivi parleremo degli altri tipi di radiofari e del loro uso.

RADIODIFFUSIONE (PER SWL) - parte IIª

Continuiamo l'elenco delle stazioni di radiodiffusione della gamma onde medie. Fra parentesi è indicata la potenza ufficiale in kilowatt della stazione che non sempre corrisponde a quella reale. L'elenco è aggiornato a tutto il 1° marzo 1973.

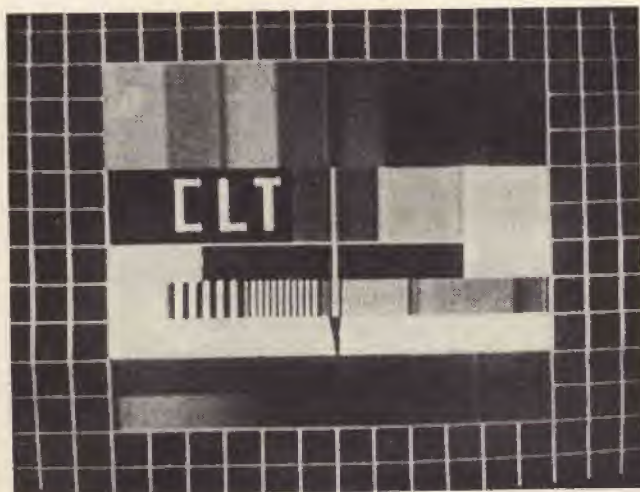


Fig. 3 - Immagine campione usata da Tele Lussemburgo (CLT = Compagnie Luxembourgoise de Télédiffusion).

602 kHz, 498 m - Rostock (2), Diedrichshagen (10), Karl Marx Stadt (5) D-D, Nicosia CYP (20), Lyon Tramoyes 1, F (300), Bucuresti-Kherastrau, ROU (5), Sfax, TUN (5), Ivangrad (1), Kutina (0,05), YUG. **611 kHz, 491 m** - Grafenwoehr (10), Kaiserlautern (10), Nuernberg (10), D-RF, Berlin-Koepenik, D-RD (350), Sebaa-Aioun, MRC (180), Petrozavodsk, URS (150), Sarajevo, YUG (300). **620 kHz, 484 kHz** - Wavre-Overijse, BEL (150), S. Cruz de Tenerife, E (100), Vila Real Tras os montes, POR (10), Batra 1°, EG (600). **629 kHz, 477 m** - Erfurt, D-RD (25), Aldrans 2 (25), Lauterach 2 (25), Lienz 2 (1), AUT, Vigra, NOR (100), Miranda do Douro, POR (1), Timisoara 1, ROU (135), Tunis - Djedeida, TUN (600), Cukurova, TUR (250). **638 kHz, 470 m** - La Coruña, E (100), Limassol, CYP (100), Praha, TCH (150). **647 kHz, 464 m,** Swansea (1), Redruth (1), Plymouth (1), Exeter (0,25), Belfast (0,25), Daventry (150), Edinburgh (2), Glasgow (2), Newcastle-Tyne (2), Redmoss (2), G, Simfereopol, URS-UKR (150), Varazdin (1) Tovarnik 2 (20), YUG, **650 kHz, 462 m** - Lages Terceira, AZR (0,3). **656 kHz, 457 m** - Bolzano, Firenze, Napoli, Torino, Venezia, I, Murmansk, URS (150). **665 kHz, 451 m** - Kaunas-Vilnius, URS (100), Rohrdorf, D-RF (150 g, 300 n), Athinai, GRC (15), Damas Sabboura, SYR (150), Hoefn, ISL (5), Lisboa 1° POR (150), **674 kHz, 445 m** - Neumarkt 2 (0,05), Aigen (0,05), Bischofshofen (0,05), Hieflau 2 (0,05) Matrei (0,05), AUT, Marseille 1°, F (150), Tchernovtsy, URS - UKR (100), El Gawarsha, LBY (100), Bodoe, NOR (10), Ivanec, YUG (0,05), **677 kHz, 443 m** - Jerusalem, ISR (20). **638 kHz, 439 m** - Hof-Saale, D-RF (100 g, 40 n), Meiningen, D-RD (25), Sevilla, E (250), URS, **692 kHz, 434 m** - Bartley (10), Brighton (2), Ramsgate (2), Cromer (2), Barnstaple (2), Swindon (0,5), Moorside Edge (150), Whitehaven (1,3), G, OUFA (150), URS. Michelet, ALG (5), Suhl-Wachenbrunn, D-RD (250), Nicosia, CYP (25), Viseu, POR (1). **701 kHz, 428 m** - Banska Bistrica (150), Praha (50), Bratislava (2), Kosice (2) Orava (2) Usti N. Labem (2), TCH, Flensburg (5 g, 2 n), Aachen Stolberg (2), Aurich (2), Herford (2), Lingen (2), Siegen, (2), D-RF, Radio Andora, AND (250), Sebaa Aioun, MRC (150), Finnmark NOR (20), Istanbul, TUR (150). **710 kHz, 423 m** - Rennes 1°, F (300), Cairo 2, EGY (150), Jerusalem, ISR (15), Tallinn (250), Donetsk (150), URS, Zagreb 2°, YUG (25). **719 kHz, 417 m** - Limassol, CYP (100), Muenchen Holzkirchen, D-RF (150), Lodz, POL (50), Norte 1, POR (100), Oestersund, S (150), Sfax, TUN (100). **728 kHz, 412 m** - Schwerin-Woebbelin, D-RD (300), Campo de Gibraltar, E (10), Klagenfurt 2°, AUT (25), Athinai, GRC (150), Mirandela, POR (1). **737 kHz, 407 m** - Tcheliabinsk, URS (50), Akureyri, ISL (5), Tel Aviv, ISR (600), Poznan, POL (300), Rijeka, YUG (2), Asyut, EGY (738 kHz) (100). **746 kHz, 402 m** - Karaganda, URS (50), Otocac, YUG (0,05), Tlem-

cen, ALG (4), Cottbus-Hoyerswerda, D-RD (20), Plovdiv, BUL (30), Lopik, HOL (120), Aleppo Sarakeb, SYR (100). **755 kHz, 397 m** - Kuopio, FNL (20),Braunschweig Kornigslutter (200), Ravensburg (100), D-RF, Lisboa 2°, POR (135), Lugoj, ROU (400), Hurriyah, IRQ (760 kHz) (300). **764 kHz, 393 m** - Odessa, URS (10), Sottens, SUI (150). **773 kHz, 388 m** - Salzburg 2 (1), Bad St Leonhard (0,05), Heiligenblut 2 (0,05), Langenfeld 2 (0,05), Lend (0,05), Mariazell (0,05), Mittersill 2 (0,05), Oberdrauburg (0,05), S. Anton (0,05), S. Gallenkirch 2 (0,05), S. Gallen 2 (0,05), S. Lambrecht 2 (0,05), S. Michael I.L. (0,05), AUT, Sofia Stolnik (30), Varna 1° (30), BUL, S. Sebastian, E (20), Cairo 1°, EGY (500), Stockholm, S (150), Malmberget, S (2), Voronej, URS (50), Bjelovar (0,05), Karlovac (1), Rozaj (1), Sibenik (0,05) YUG. **782 kHz 384 m** - Rijeka (2), Split (2), YUG, Burg, D-RD (250), Miramar, POR (100), Tartus, SYR (600), Kiev 2°, URS (150), C. Vaticano, CVA (1). **791 kHz, 379 kHz** - Limoges 1°, F (300), Kavala (150), Thessaloniki (50), GRC, Astrakan, URS (50), Sabac, YUG (10). **800 kHz, 375 m** - Leningrad 2 (100), Duchambe (100), URS, Nuernberg Dillinberg, D-RF, (50 g, 100 n), Madrid EAJ 7 (20), Palma de Mallorca EAJ 13 (2), E, Amman, JOR (200), Regua, POR (1), Bijelo Polje, YUG (1).

FIELD-DAY SUL MONTE CIRCEO

Il gruppo radioamatori dell'ALITALIA CLUB nei giorni 16 - 17 giugno, in occasione del 2° raduno e field-day al Monte Circeo, opererà con lo speciale nominativo di IØAZI, con il rilascio di una particolare cartolina QLS. Altre notizie sull'attività di questo gruppo saranno pubblicate in uno dei prossimi numeri.

NOMINATIVI DELLE STAZIONI DI RADIOAMATORI GIAPPONESI

Le stazioni di radioamatori giapponesi hanno il nominativo costituito dalle lettere **JA** seguite da uno dei numeri indicati in tabella e da altre due lettere, oppure dai gruppi **JA, JD, JE, JF, JH, JR** seguiti da uno dei numeri indicati in tabella e da tre lettere. Altri nominativi sono formati dai gruppi compresi fra JR6AA e JR6NZ.

Le cifre che indicano le varie regioni sono le seguenti:

0	=	Shinetsu.	**5**	=	Shikoku.
1	=	Kanto.	**6**	=	Kyushu, Okinawa.
2	=	Tokai.	**7**	=	Tohoku.
3	=	Kinki.	**8**	=	Hokkaido.
4	=	Chugoku.	**9**	=	Hokuriku.



Fig. 4 - Monoscopio usato dalla RTM (Radiodiffusion Télévision Marocaine).

SIMBOLI RELATIVI ALLA CLASSE DELLE STAZIONI IN QUATTRO LINGUE

FR = stazione soltanto ricevente, collegata alla rete generale dei canali di collegamento.
station uniquement réceptrice, reliée au réseau général des voies de télécommunication.
receiving station only, connected with the general network of telecommunication channels.
estacion receptora unicamente, conectada a la red general de vias de telecomunicacion.

FS = stazione terrestre destinata esclusivamente alla sicurezza della vita umana.
station terrestre établie uniquement pour la sécurité de la vie humaine.
land station established solely for the safety of life.
estacion terrestre utilizada unicamente para la seguridad de la vida humana.



Fig. 5 - Immagine prova per emissione a colori dello studio televisivo di Capodistria. Colori delle fasce partendo da sinistra: bianco, giallo, celeste, verde, rosa, rosso, azzurro, nero.



Fig. 6 - Un impianto di radiocomunicazione ovviamente non può mancare a bordo di questo magnifico yawl che sta navigando nelle acque del Solent !

FX = stazione fissa.
station fixe.
fixed station.
estacion fija.

LR = stazione terrestre di radiolocalizzazione.
station terrestre de radiolocalisation.
radiolocation land station.
estacion terrestre de radiolocalizacion.

ME = stazione spaziale.
station spatiale.
space station.
estacion espacial.

ML = stazione mobile terrestre.
station mobile terrestre.
land mobile station.
estacion movil terrestre.

MO = stazione mobile.
station mobile.
mobile station.
estacion movil.

MR = stazione mobile di radiolocalizzazione.
station mobile de radiolocalisation.
radiolocation mobile station.
estacion movil de radiolocalizacion.

NL = stazione terrestre di radionavigazione marittima.
station terrestre de radionavigation maritime.
maritime radionavigation land station
estacion terrestre de radionavigacion maritima.

RADIOTELEVISIONE EUROPEA

Trasmettitori radio e TV di KOPER - CAPODISTRIA (Yugoslavia)

Onde medie

Frequenze: 1079 kHz - **potenza:** 100 kW. **Località:** Croce Bianca (Pirano).

Modulazione di frequenza

Frequenza: 97,7 MHz, **potenza:** 1 kW. **Località:** Croce Bianca (Pirano).

Frequenza: 89,3 MHz, **potenza:** 250 W. **Località:** presso la sede di Radio Capodistria.

Frequenza: 101,1 MHz. **potenza:** 1 kW. **Località:** Monte Nanos (1260 m).

Televisione

Trasmettitore da 20 kW (400 kW ERP). **Località:** Monte Nanos, ex Monte Re **altitudine:** 1260 m. sulla direttrice Trieste - Postumia.

Canale: UHF 27 - **frequenza video:** 519,25 MHz - **frequenza audio:** 519,25 MHz. **Polarizzazione antenna:** orizzontale. **Diagramma dell'antenna:** circolare.

Ripetitore TV da 500 W, **località:** Croce Bianca (Pirano). Canale UHF: 58. **Frequenza video:** 767,25 MHz, **frequenza audio:** 772,25 MHz. **Polarizzazione di antenna:** orizzontale, **diagramma dell'antenna:** direzionale.

Indirizzo di Radio Capodistria: Radiotelevizija Ljubljana - Radio TV studio, Koper Capodistria.

TELE MONTE-CARLO (Monaco) - TMC

Televisione

Banda III, canale 10 VHF - **Frequenza video:** 199,7 MHz, **frequenza audio:** 188,55 MHz. **Polarizzazione di antenna:** orizzontale. **Standard:** 819 linee. **Zona servita:** da Bordighera a Marsiglia.

Banda IV - canale UHF 35. **Frequenza video:** 583.25 MHz, **frequenza audio:** 588.77 MHz. **Polarizzazione di antenna:** orizzontale. Standard: 625 linee sistema: CCIR. **Zona servita:** da Monaco a Bordighera.

Il monoscopio viene irradiato, di norma, fra le ore 1500 e le ore 1800.

Indirizzo: Télé Monte Carlo, 16 Boulevard Princesse Charlotte Monte Carlo.

RELÈ A MAGNETORESISTENZA

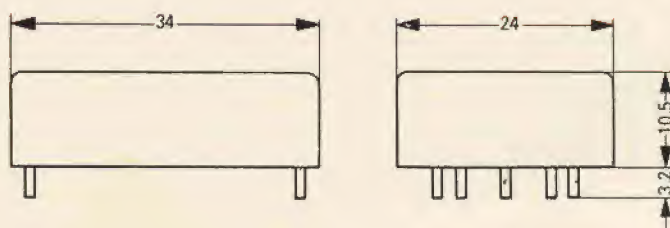
Il relè a magnetoresistenza per montaggio diretto su circuito stampato è un relè elettronico che commuta senza contatti. Le funzioni di commutazione corrispondono a quelle di apertura, chiusura o scambio.

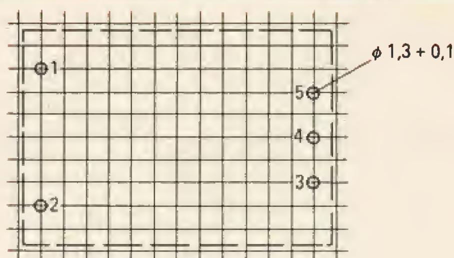
Le caratteristiche principali di questo relè sono: la separazione galvanica tra il circuito di ingresso (comando) e il circuito di uscita (circuito di commutazione), la velocità di commutazione e l'assenza di rimbalzi per frequenze comprese tra 0 ÷ 30 kHz.

Il circuito di comando del relè è costituito da una bobina il cui flusso, pilota una magnetoresistenza. Le funzioni dei contatti in uscita vengono effettuate da un amplificatore transistorizzato, a valle del circuito di comando.

Dimensioni e disposizione dei collegamenti

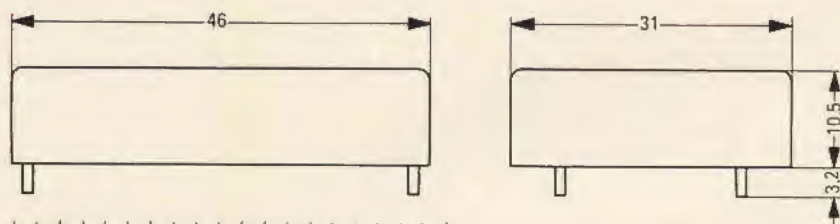
Esecuzione "Apertura" oppure "Chiusura"



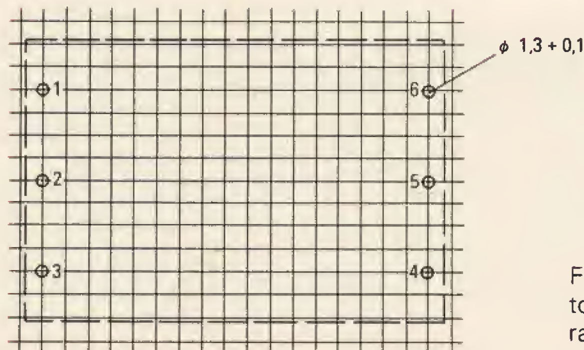


Foratura di montaggio nella piastra a circuito stampato, reticolo 2,5 mm (2,54 mm) (vista dal lato saldatura)

Esecuzione "Scambio"



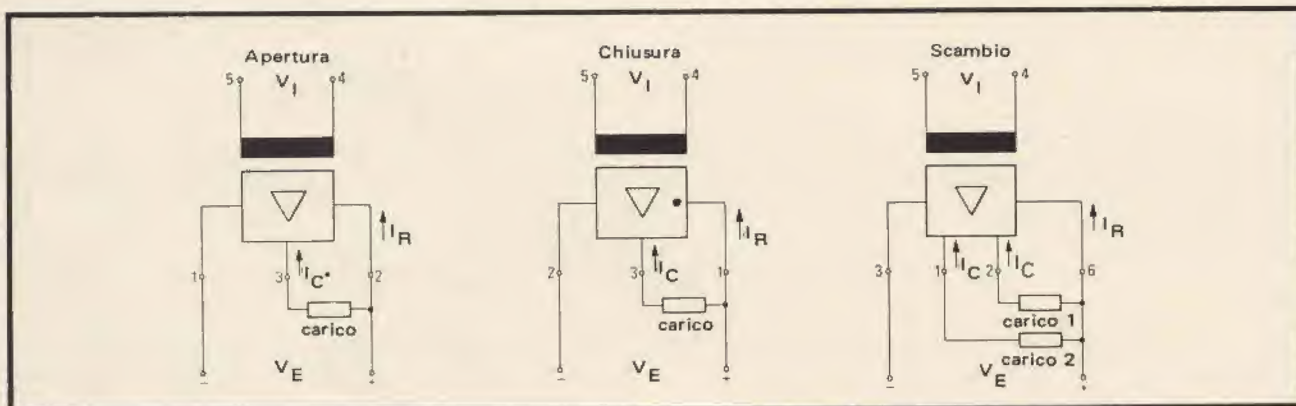
Dimensioni in mm



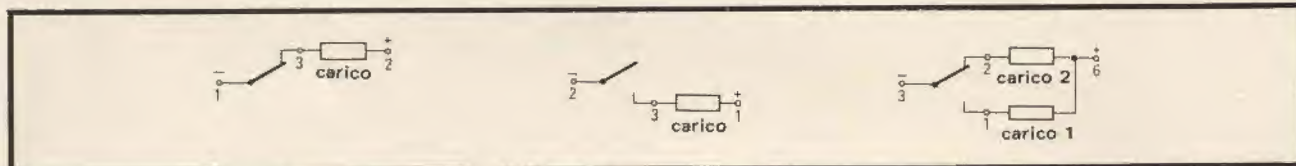
Foratura di montaggio nella piastra a circuito stampato, reticolo 2,5 mm (2,54 mm) (vista dal lato saldatura)

Dati tecnici		
Circuito di ingresso		
Tensione di ingresso V_I:	12 V ± 10%	24 V ± 10%
Resistenza della bobina R_I:	470 Ω ± 71 Ω	800 Ω ± 120 Ω
Frequenza di eccitazione:	fino a 400 Hz, eccitazione ad onda quadra, senza passaggio per lo zero; da 400 Hz a 30 kHz eccitazione sinusoidale, ad onda quadra o a dente di sega, con passaggio per lo zero	
Circuito di uscita		
Funzioni	apertura, chiusura oppure scambio	
Tensione di esercizio V_E:	24 V ± 1 V	
Corrente di riposo max I_R:	15 mA	
Corrente di carico I_C:	fino a 100 mA a 70°C temperatura ambiente; fino a 200 mA a 25°C temperatura ambiente; min 5 mA per frequenze comprese tra 0 ÷ 5 kHz; min 50 mA per frequenze comprese tra 5 ÷ 30 kHz	
Tensione di prova: circuito di ingresso/uscita	2.000 V ~ eff	

Schema



Schema equivalente



Dati per l'ordinazione		
Tensione di ingresso	**Funzioni**	**Codice Siemens**
12 V	Apertura Chiusura Scambio	V23101 - A0012 - A001 V23101 - A0012 - A002 V23101 - A0012 - A003
24 V	Apertura Chiusura Scambio	V23101 - A0024 - A001 V23101 - A0024 - A002 V23101 - A0024 - A003



di P. SOATI

questo mese parliamo di...

STRUMENTI DI MISURA:

L'OSCILLOSCOPIO

L'oscilloscopio, pur essendo uno degli strumenti più utili nel campo della radiotecnica e dell'elettronica, non sempre è tenuto nella giusta considerazione da molti tecnici e dilettanti, quasi il suo uso richieda una preparazione difficile da conseguire.

In passato la scarsa propensione nell'usare questo apparecchio poteva trovare una spiegazione nel prezzo, quasi sempre elevato, che ne consentiva l'acquisto soltanto ai laboratori di una certa importanza, ma ovviamente tale concetto non è più valido oggigiorno poiché sul mercato sono reperibili degli oscillatori che hanno delle ottime caratteristiche ad un prezzo che è alla portata di un modesto dilettante.

Quelle perplessità che possono sorgere circa l'impiego di un oscilloscopio scompaiono rapidamente se si comincia con l'esaminare sullo schermo i fenomeni più elementari per passare via via a quelli più complessi. E' però necessario cercare di rendersi conto del perché certi fenomeni danno luogo a quelle forme oscilloscopiche: così se all'uscita di un dato circuito si vede sullo schermo un certo oscillogramma si potrà facilmente notare le alterazioni che compariranno sullo schermo se si altera il valore



Fig. 1 - Oscilloscopio TES modello 0371 a doppia traccia. Banda passante cc a 8 MHz. Sensibilità Y, 10 mV/pp/cm. Sensibilità monotraccia 1 mV/pp/cm. Asse dei tempi da 0,1 µs a 20 ms/cm. Funzionamento con trigger o ricorrente. Tubo da 5" piatto.

di un dato componente, cortocircuitandolo o variando la taratura del circuito stesso.

Ovviamente per effettuare questi primi passi è indispensabile una guida ed in questo campo i testi non mancano, però l'aspirante tecnico dovrà altresì ricordare la massima del Rickert che affermava «tu segui la traccia di ciò che da mille anni è stato appreso ma non sempre ciò che un altro apprese ti si adatta: tu devi sperimentarlo da te, di nuovo, se vuoi veramente imparare !».

Citare i campi in cui un oscilloscopio può essere utile è praticamente impossibile poiché il suo impiego è esteso ad una vasta serie di applicazioni del tutto differenti da quelle elettroniche. Per attenersi soltanto a questo ultimo campo possiamo comunque dire che un oscilloscopio permette di effettuare controlli del seguente tipo:

a) *messa in evidenza del rapporto o del confronto fra due grandezze.*
b) *analisi dei fenomeni più svariati in funzione del tempo.*
c) *misure di frequenza, di livello, di ampiezza sia per correnti continue che per correnti alternate.*
d) *controllo dei circuiti impulsivi con possibilità di stabilire il tempo di salita, la larghezza e la caratteristica degli impulsi.*
e) *nel campo delle applicazioni radiotelevisive l'oscilloscopio è indispensabile, in unione ad altri strumenti, per effettuare la perfetta messa a punto dei circuiti accordati, siano essi ad alta, media e bassa frequenza.*

Si può dunque affermare che gli oscilloscopi a raggi catodici trovano largo impiego in qualsiasi tipo di misura elettrica e, mediante l'impiego di appositi trasduttori, nelle misure fisiche in generale, in medicina e nella meccanica.

Ovviamente per ogni particolare applicazione è necessario scegliere un adatto tipo di oscilloscopio, problema questo che però è molto ristretto per quanto concerne le applicazioni elettroniche limitate agli apparecchi radiotelevisivi.

Scopo di queste note comunque non è quello di analizzare il funzionamento dei circuiti di un oscilloscopio o di indicare come debbano essere eseguite le misure. Si tratta infatti di due argomenti che sono stati esaminati dettagliatamente più volte su questa stessa rivista. Daremo invece qualche nota generale che potrà essere utile per la scelta di un oscilloscopio in funzione di alcuni parametri.

Nell'acquistare un oscilloscopio occorre in linea di massima tenere presente i seguenti parametri:

1°) *banda passante - sensibilità.*
2°) *sampling.*
3°) *base dei tempi - sincronizzazione.*
4°) *traccia singola - doppia traccia.*
5°) *tubo a raggi catodici.*
6°) *semplicità di impiego.*

BANDA PASSANTE - SENSIBILITA'

La migliore caratteristica di un oscilloscopio è data ovviamente da una ampia banda passante unitamente ad una elevata sensibilità; purtroppo questi due fattori sono in contrasto l'uno con l'altro. Un aumento della banda passante esige una diminuzione della sensibilità e inoltre un'alta sensibilità può dare luogo ad un notevole rumore di fondo e ad una certa deriva.

Negli oscillatori a transistori si ovvia in genere a tale inconveniente impiegando dei transistori del tipo FET all'ingresso dell'amplificatore verticale, mentre i fenomeni di deriva si eliminano mediante appositi circuiti di compensazione.

SAMPLING

Il sampling è un circuito che permette di eliminare il limite imposto dal rapporto banda passante - sensibilità, a cui abbiamo accennato nel paragrafo precedente. Un oscilloscopio di questo genere, come ad esempio il modello PM 3400 della Philips è utilizzabile per segnali formati da serie di forme d'onda ricorrenti. Ciò implica che la natura del segnale non deve cambiare il periodo di campionatura.

Su questo circuito avremo occasione di parlare nella rubrica I LETTORI CI SCRIVONO rispondendo ad un analogo quesito rivoltoci da un lettore.

BASE DEI TEMPI - SINCRONIZZAZIONE

Frequentemente è necessario visualizzare una tensione in funzione del tempo, in questo caso il generatore della base dei tempi deve essere in grado di fornire una tensione che aumenta linearmente con



Fig. 2 - Oscilloscopio a larga banda UNAOHM G 470A particolarmente adatto per il servizio TV.

il tempo. Il sistema di agganciamento (detto in inglese trigger*) permette di far partire la base dei tempi in ogni punto del segnale d'ingresso. Un comando di livello permette di regolare l'ampiezza del segnale d'ingresso sul quale viene per l'appunto, fatta partire la base dei tempi.*

Sovente il livello del trigger è regolabile a gradini per cui in tutti i casi si forma una immagine sincronizzata, una caratteristica questa che facilita notevolmente l'uso dello strumento.

DOPPIA TRACCIA E DOPPIO RAGGIO

Qualora sia necessario misurare contemporaneamente due segnali bisogna ricorrere all'uso di un oscilloscopio a doppia traccia o a doppio raggio ed in questo ultimo caso il tubo oscilloscopico usato è munito di due sistemi di deflessione verticale.

L'oscilloscopio a doppia traccia ha un solo cannone elettronico ed i due canali sono collegati alternativamente al sistema di deflessione verticale.

Tanto l'oscilloscopio a doppia traccia quanto quello a doppio raggio presentano dei vantaggi e degli inconvenienti che devono essere



Fig. 3 - Oscilloscopio della Telequipment D54 (Silverstar, Ltd Milano). Doppia traccia con ingressi FET. 10 MHz —10 mV/cm, completamente transistorizzato. Base dei tempi a 22 velocità. Calibratore di tensione incorporato. A richiesta può essere fornito anche per montaggio su pannello.

TABELLA 1

Confronto doppio raggio / doppia traccia

Caratteristica	Doppio raggio	Doppia traccia
Errore di convergenza delle due immagini	Quando si utilizzano due sistemi di deflessione, la convergenza non è perfetta	Con un solo sistema di deflessione non vi è alcun errore di convergenza
Luminosità	Ogni canale ha disponibile tutta la luminosità di uscita	Ogni canale ha disponibili poco meno di un mezzo della luminosità totale di uscita, tenendo conto della ripartizione del tempo
Osservazione di segnali ricevuti contemporaneamente	E' possibile senza speciali accessori ed anche per fenomeni non periodici	E' possibile, anche se con delle limitazioni nella durata del fenomeno che deve essere osservato, tenendo conto di una frequenza finita di taglio. Nel caso di fenomeni periodici questo tipo di osservazione è sempre possibile nel modo alternato.
Possibilità di misure di somma e differenza	Questa possibilità può essere richiesta facoltativamente	E' caratteristica di questo sistema per cui può essere facilmente osservata.

presi nella massima considerazione nell'effettuare la scelta dello strumento e che sono elencati nella tabella 1.

TUBO A RAGGI CATODICI

E' inutile dire che nella scelta di un tubo a raggi catodici ha notevole importanza l'area utile dello schermo, l'intensità della luminosità e la qualità dello spot.

Per area utile di un tubo RC s'intende quella parte del tubo che può riprodurre, senza distorsioni, un segnale.

Per aumentare la luminosità di un tubo e nello stesso tempo aumentare la durata del fosforo si usano in genere dei tubi a raggi catodici nei quali all'interno del fosforo è deposto uno strato di alluminio vaporizzato.

Gli elettroni accelerati oltrepassano questo strato di alluminio praticamente senza cedere energia interagendo con il fosforo che emette luce. In pratica lo strato di alluminio si comporta esattamente come uno specchio che riflette la luce incidente e disperde rapidamente il calore generato in modo da ridurre il consumo di fosforo.

Però allo scopo di ottenere una maggiore quantità di luce all'uscita è necessario che la tensione di post-accelerazione sia abbastanza alta in modo da permettere al fascio elettronico di superare lo strato metallico senza cedere una apprezzabile quantità di energia.

I fosfori attualmente disponibili sono il tipo BE (P11 in USA), sotto eccitazione: blu, dopo incandescenza: blu, persistenza: media corta, per registrazioni con pellicole ad alta velocità.

GH (P31) sotto eccitazione: blu/verde, dopo incandescenza: blu/verde, persistenza: media corta, per applicazioni generali.

GP (P2) sotto eccitazione: blu, dopo incandescenza: giallo, persistenza: media corta, applicazioni generali in bassa frequenza.

GM (P7) sotto eccitazione blu/bianco, dopo incandescenza giallo, persistenza lunga, applicazioni a bassa frequenza con impulso singolo.

SEMPLICITA' D'IMPIEGO

La facilità di impiego di un oscilloscopio è estremamente difficile da definire ed in genere dipende dagli scopi ai quali lo strumento è destinato.

In linea di massima un oscilloscopio deve avere i comandi funzionali e disposti in modo razionale in modo che lo strumento sia usabile senza particolare difficoltà. Oggigiorno si tende ad aumentare la automazione del funzionamento cosa che consente fra l'altro lo uso di questi strumenti anche a personale che non sia eccessivamente esperto.

Le figure 1, 2, 3 si riferiscono a tre differenti oscilloscopi facilmente reperibili in commercio.



E' USCITO IL NUOVO CATALOGO RCF 1973

In veste elegante e di pratica consultazione, è uscito il nuovo catalogo RCF 1973 di 32 pagine illustrate, in cui è raccolta la produzione completa di questa famosa ditta, che occupa una posizione di primo piano nel campo delle costruzioni elettroniche.

Il catalogo descrive:

— Microfoni a cardioide, panoramici e relativi accessori.
— Colonne sonore, compreso il nuovo modello CS2/E con potenza 24 W, impedenza 8 Ω e risposta di frequenza di 120 ÷ 100.000 Hz, oltre ad una nuovissima serie di colonne in alluminio estruso, denominata CSM/5, costituita da 5 modelli diversi, in grado di soddisfare tutte le possibili esigenze.
— Diffusori acustici con i nuovi modelli da incasso con pannello in alluminio sfazzonato ed anodizzato DA/2 - DA/1 e DAS/7.
— Attenuatori ad impedenza costante ed a trasformatore e selettori di nuovissima concezione.
— Diffusori a tromba completi di unità, fra i quali meritano particolare menzione i nuovi modelli HU-220 e HD-220T.
— Unità magnetodinamiche - membrane - trasformatori - membrane di ricambio.
— Supporti tromba per auto.
— Alimentatori ed amplificatori B.F. a transistori con alimentazione a batteria, fra cui il nuovo modello AM-102 con potenza max di 15 W e dimensioni e peso particolarmente contenuti.
— Amplificatori B.F. a transistori con alimentazione a c.a., comprendenti i nuovi modelli AM-861 e AM-960 con potenza max di 100 W e risposta di frequenza rispettivamente di 100 ÷ 15.000 Hz e 20 ÷ 20.000 Hz.
— Sinto-amplificatori e sintonizzatori per filodiffusione.
— Unità di potenza a transistori.
— Miscelatori e preamplificatori a transistori, fra i quali il nuovo modello di preamplificatore-miscelatore stereo a 6 canali (12 mono) PRS100.
— Centralini e rack per impianti sonori.
— Amplificatori - unità di potenza - sintonizzatori per centralini a rack.
— Miscelatori - sintonizzatori.
— Pannelli predisposti per centralini a rack.
— Tavoli di regia e discoteche.
— Altoparlanti e tweeter per Hi-Fi con le nuove unità MR40, con risposta di frequenza 800 ÷ 23.000 Hz e TW10 - TW105 con risposta di frequenza rispettivamente di 3.000 ÷ 25.000 Hz e 5.000 ÷ 20.000 Hz.
— Diffusori acustici.
— Giradischi e amplificatori Hi-Fi.
— Complessi Hi-Fi.

Come si vede, un catalogo che sarà ampiamente apprezzato dai tecnici i quali potranno richiederlo gratuitamente scrivendo a:
RCF - Direzione Commerciale - Via Alberto Mario, 28 - 20149 MILANO.
citando la nostra rivista.

sesta parte

di P. SOATI

IMPARIAMO A INDIVIDUARE LE ANOMALIE DEI TELEVISORI GUARDANDO LE IMMAGINI

Come abbiamo visto nelle cinque puntate precedenti una data alterazione dell'immagine di un televisore può essere provocata da cause differenti e così pure una stessa avaria può dare luogo a delle alterazioni di immagine pure differenti.

Per facilitare l'individuazione delle anomalie abbiamo tracciato delle tabelle in cui a ciascun tipo di alterazione dell'immagine corrisponde la probabile causa ed il numero della figura in cui il caso è trattato, sempre riferendosi alle precedenti puntate.

ALTERAZIONE DELL'IMMAGINE	PROBABILE CAUSA DELL'ANOMALIA	NUMERO DELLA FIGURA
Definizione mediocre. Immagine sfuocata.	Focalizzazione difettosa.	1
	Regolazione del limitatore di disturbi sull'immagine troppo spinta.	10
	Regolatore di luminosità troppo spinto.	11
	Irregolarità nel circuito di alimentazione EAT.	16
	Oscillatore di media frequenza regolato in modo scorretto.	20
	Linearità del circuito di riga insufficiente. Bobina di deflessione regolata scorrettamente.	21
	Intensità dei segnali ricevuti troppo debole. Difetto dell'antenna o dello stadio di ingresso del ricevitore.	24
	Portante di un'altra stazione televisiva in offset (cioè spostata leggermente di frequenza) ricevuta ad una distanza superiore alla portata normale (difetto saltuario).	25
	Immagini multiple provocate da segnali provenienti dalla stessa emissione per via diretta ed indiretta o secondo percorsi differenti.	26, 27, 28
	Emissioni radioelettriche non modulate. Oscillatori locali di altri ricevitori. Generatori di segnali di prova o di misura.	29, 33, 34, 35
Distorsione dell'immagine.	Dispositivo per il comando della centratura di riga dell'immagine regolato scorrettamente.	2, 3
	Dispositivo di comando di linearità di riga regolato scorrettamente.	6

ALTERAZIONE DELL'IMMAGINE	PROBABILE CAUSA DELL'ANOMALIA	NUMERO DELLA FIGURA
	Dispositivo di comando della linearità di quadro regolato scorrettamente.	7
	Dispositivo di comando della ampiezza di riga regolato scorrettamente.	8
	Dispositivo di comando dell'ampiezza di quadro regolato scorrettamente.	9
	Ronzio dovuto al circuito di alimentazione. Cattivo filtraggio della AT nei circuiti di alta e media frequenza.	13
	Irregolarità dell'alimentazione AT.	15
	Cattiva sincronizzazione di riga.	18
	Immagini multiple provocate da segnali provenienti all'antenna secondo tragitti diretti ed indiretti.	25, 26, 27, 28
	Apparecchi di diatermia del tipo a tubi elettronici.	62
Reticolo	Segnale audio sovrapposto al segnale video.	12
	Emissione radioelettrica non modulata. Oscillatore locale di altro ricevitore. Generatori di segnali di prova o di misura.	29, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 37, 38
	Rapporto di ampiezza video/audio nei circuiti di media frequenza scorretto.	17
	Tubo a vuoto difettoso (oscillazioni parassite).	55
	Apparecchio di riscaldamento ad alta frequenza.	56, 57
	Apparecchio di diatermia.	58, 59, 60
Immagine suddivisa o con strisce e fasce.	Dispositivo per il centraggio di riga dell'immagine regolato in modo scorretto.	2, 3
	Apparecchio di diatermia.	58, 59, 60
Immagine instabile o che si sposta.	Sincronizzazione difettosa dell'immagine.	19
	Cattiva sincronizzazione di riga.	18
	Portante di un'altra emittente televisiva in offset ricevuta ad una distanza superiore a quella normale.	25
Immagine negativa	Emissione radioelettrica non modulata. Oscillatore locale di altro ricevitore. Generatore di segnali di prova o di misura (segnali piuttosto forti).	33
Linee o strisce brillanti, orizzontali o quasi orizzontali.	Dispositivo di comando per il centraggio di riga dell'immagine mal regolato.	2
	Dispositivo di comando per il centraggio di quadro dell'immagine mal regolato.	5
	Segnali in ricezione molto deboli.	5
	Regolazione della luminosità troppo spinta.	11
	Scarto canale video-audio insufficiente.	12
	Irregolarità nell'alimentazione AT.	15
	Sincronizzazione d'immagine difettosa.	19
	Portante di un'altra emissione televisiva con offset in frequenza, ricevuta ad una distanza superiore di quella normale.	25
	Oscillazioni di Barkhausen. Lampade ad incandescenza con filamento non elicoidale.	40, 41
	Trapano elettrico.	42

ALTERAZIONE DELL'IMMAGINE	PROBABILE CAUSA DELL'ANOMALIA	NUMERO DELLA FIGURA
	Sega elettrica.	43
	Macchina per cucire elettrica.	44
	Piccolo motore a collettore, giocattoli elettrici, rasoi elettrici, suonerie alimentate da batterie.	45, 46
	Commutatore difettoso o cattivo contatto in un termostato o altro apparecchio domestico.	49
	Sistema di accensione ad alta tensione.	51, 52
	Accensione di tubi a scarica alimentati dalla rete.	53, 54
	Tubo a vuoto difettoso (oscillazioni).	55
	Apparecchi di diatermia.	58, 60
	Apparecchi di diatermia a scintilla.	61
	Apparecchi a raggi ultravioletti.	62
	Scariche fra isolatori delle linee aeree ad alta tensione. Insegne luminose al neon.	63, 64
	Schermatura delle linee ad AT.	65
Punti o linee tratteggiate brillanti.	Apparecchi di radiorivelazione.	39
	Trapano elettrico.	42
	Sega elettrica.	43
	Macchine per cucire elettriche.	44
	Piccoli motori a collettore, giocattoli elettrici, rasoi elettrici suonerie a batteria.	45, 46
	Motori a corrente alternata a collettore a lama, usati normalmente negli elettrodomestici.	47, 48
	Commutatore difettoso oppure cattivo contatto di un termostato od altro dispositivo di un elettrodomestico.	49
	Sistema di accensione ad alta tensione.	51, 52
	Accensione di tubi a scarica alimentati dalla rete elettrica.	53, 54
	Apparecchi di diatermia a scintilla.	61
	Apparecchi a raggi ultravioletti.	62
	Scarica fra isolatori di linee aeree AT. Insegne luminose al neon.	63, 64
	Schermatura di linee ad alta tensione.	65
Strisce nere verticali o quasi verticali.	Dispositivo di comando del centraggio di riga della immagine mal regolato.	4
	Cattiva linearità di riga. Bobina di deflessione regolata in modo scorretto.	21
	Scarica corona in un circuito ad alta tensione di ricevitore di televisione vicino o di altri apparecchi simili. Oscillazioni parassite nel circuito di uscita di riga.	22
	Emettitore radioelettrico. Oscillatore locale di ricevitore.	37
Strisce nere orizzontali o quasi orizzontali.	Ronzio nell'amplificatore video. Corto circuito filamento-catodo nel tubo a raggi catodici.	14
	Irregolarità nell'alimentazione AT.	15
	Cattiva sincronizzazione di riga.	18
	Commutazione di impianti elettrici di breve durata, commutazione di relè.	50
Strisce anche oblique.	Scarica corona in circuiti ad AT di ricevitori TV vicini ad altri apparecchi simili. Oscillazioni parassite negli stadi di uscita di riga.	23

l'angolo del CB



di ALLIGATORE Alberto

QSO club CB

A seguito del nostro invito di due numeri addietro cioé ad una fattiva collaborazione tra noi e le varie associazioni CB abbiamo ricevuto molti indirizzi di sedi con preghiera di pubblicarli.

Siamo così riusciti a raccogliere i seguenti nominativi:

PIEMONTE

Torino - Torino CB club, C.so Casale, 182 bis.

LOMBARDIA

Milano - Associazione Beltrami - Via De Amicis, 17
Busto Arsizio - RCB radio Club Bustese - Via Leonardo Da Vinci
Cittiglio - Associazione CB 27 - Via per Varese, 144
Varese - Radio Club Malpensa - V.le Ticino, 76 A.

LIGURIA

Genova - AIR BC - V.le Narisano, 2
Genova - Associazione Amici CB della Suberba - Via Lomellinino, 15/2
Genova - Radio Club 27 - C.so Europa, 805.

TRE VENEZIE

Trento - Club Amici dell'etere - Via dei Ferrovieri, 13
Trieste - Radio Club Trieste - Via D'Alviano, 8
Venezia Mestre - Associazione S. Marco 27 - C.so del Popolo, 61
Vicenza - Radioamatori CB Vicenza - Via Margherite, 9.

EMILIA ROMAGNA

Bologna - Associazioni G. Marconi - Via Emilia Ponente, 127
Parma - Club CB - Via Viotti, 11
Rimini - RCB Romagna - Via Matteotti, 11.

MARCHE

Ascoli Piceno - CB Piceni - Via A. Vecchi, 1
Civitanova - Amici della 27ª Civitanovese - Via Leopardi, 91
Pesaro - CB Club Pesaro - Via De Gasperi, 70.

TOSCANA

Firenze - RAF Radio Associazione Fiorentina - V.le Michelangelo, La Loggia
Follonica - CB Follonica - Via Dei Gracchi, 33
Livorno - Club R L 27 - Via della Madonna, 85/8
Lucca - La Tortuga - Via S. Giorgio, 27.

SICILIA

Catania - Catania CB Club - Via Etnea, 734/22
Palermo - Associazione Siciliana Amatori Banda Cittadina pro Rapporti Umani - Via Principe di Villafranca, 29.

Come si vede, non solo mancano molte città ma addirittura Regioni. Contiamo molto sul sollecito invio delle informazioni per completare presto e bene l'elenco.

notizie in breve

RIUNIONE CB AL PICCOLO TEATRO

In una Milano plumbea e triste per i gravi episodi di violenza politica accaduti nei giorni precedenti si è svolta il 15 Aprile la riunione CB organizzata da «CB italiana». Il sindaco di Milano, Aldo Aniasi, si è limitato ad esprimere la sua calorosa adesione morale poiché i funerali del milite ucciso da teppisti extraparlamentari lo hanno impegnato altrove. Per l'identico motivo altri illustri invitati hanno disertato la riunione. Ciò nonostante il successo della manifestazione è stato inequivocabile. Oltre al presidente di «CB italiana», è intervenuto Marco Maderna docente di psicologia dell'università di Milano, che ha illustrato i moventi inconsci del fenomeno CB.

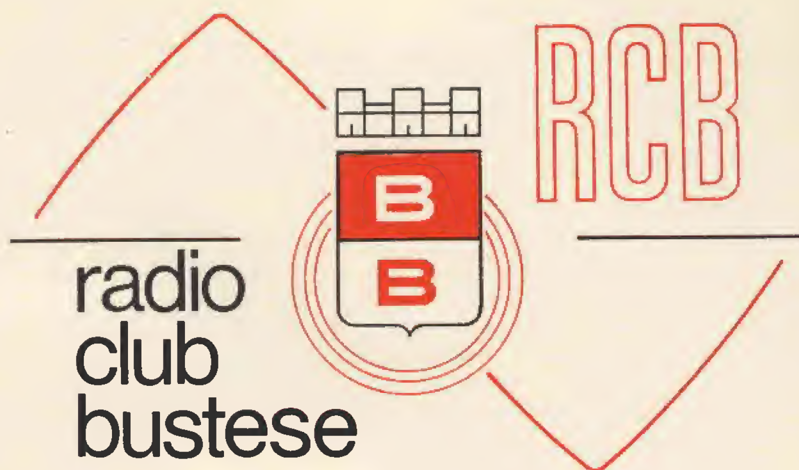
A livello politico interno è stata ribadita la volontà di formare un democratico collegio di rappresentanti delle varie associazioni per un più organico e omogeneo comportamento del movimento CB in Italia.

La presenza sempre più numerosa dei rappresentanti delle sedi CB, ha confortato la speranza che quanto prima si crei il «sospirato» riavvicinamento di tutti i clubs italiani.

CACCIA AL TESORO

Si è svolta Domenica 15 Aprile, una riuscita caccia al tesoro organizzata dalla Associazione RCB (Radio Club Bustese). La bella stagione invita ovviamente alle scampagnate e il caldo sole che ha accompagnato lo svolgersi della gara ne ha favorito l'esito positivo.

I partecipanti hanno iniziato il percorso Via Leonardo Da Vinci presso la chiesa dei Frati, sede appunto dell'RCB. Percorso che si è snodato per Besozzo, Laveno, Cittiglio con arrivo a Vararo presso il ristorante «Acquetta». C'è stata quindi la premiazione dei vincitori: primo l'amico Gianni di Busto meglio conosciuto come «Fantasma» che ha vinto un rosmetro Lafayette. Secondo «Falco» che ha avuto come premio un Wattmetro Amtron UK 385, offerto dalla GBC di Castellanza - Via Lombardia, 59. In clima di festa generale con regali ai gringhellini e così via, è seguito un carica batterie memorabile. L'organizzazione della Associazione bustese è stata impeccabile, complimenti ! !



Tessera di socio della Radio Club Bustese.

24 GIUGNO: TUTTI DONATORI DI SANGUE

Ancora la RCB (radio club bustese) si evidenzia per il suo senso organizzativo e umanitario. I CB del varesotto hanno infatti lanciato la proposta, in collaborazione con l'Avis locale di indire la giornata dei CB DONATORI di sangue in data 24 Giugno. Ci uniamo all'invito segnalando l'iniziativa ed estendendolo non solo ai CB ma a tutti coloro che possono farlo.

NUOVO CATALOGO GBC - COMMUNICATIONS BOOK

Abbiamo ricevuto in questi giorni una copia dell'ormai leggendario Communications Book. Diciamo leggendario perché da Gennaio attendevamo la sua uscita. Purtroppo prima le agitazioni sindacali dei tipografi poi quelle delle poste, hanno ritardato l'arrivo del più completo e vasto catalogo dedicato agli apparati ricetrasmittenti operanti sulle frequenze più comuni e ai loro accessori.

Un'azzeccata presentazione, è costituita da una breve introduzione tecnica di quattro pagine.

Nel volume (120 pagine, il doppio di qualunque altro catalogo del suo genere) troviamo solo nomi di qualità unanimemente riconosciuti come Tenko, la casa giapponese che ha felicemente abbinato la qualità al prezzo, Sommerkamp, Johnson, Midland, Tokai, Galaxi tanto per limitarci ai prodotti finiti. Altre due case di prestigio ampiamente illustrate sono: la Hustler la più famosa produttrice di antenne per auto e la HY-Gain, tanto conosciu-



Copertina del Communications Book. I CB e gli OM possono trovare in questo catalogo il meglio della produzione mondiale.

ta da non aver bisogno di presentazione. La perla più invidiabile la troviamo a pag. 65: Galaxi R-530; ricevitore professionale da 0,5 a 30 MHz con sensibilità 0,1 µV. Favoloso!

Il prezzo di vendita: circa lire 1.600.000.

L'unica lacuna, se vogliamo definirla così, è la mancanza del prezzo accanto a ogni apparato. Per comprendere il motivo di ciò, bisogna ricordare che, al contrario di tutti gli altri che trattano queste apparecchiature, la GBC italiana ha una rete di vendita estesissima e realmente capillare per cui per il potenziale cliente non è un fastidio ma addirittura un piacere contattare il negozio GBC più vicino, usandolo già spesso come luogo di ritrovo.

QUATTRORUOTE E I CB

Più volte il mensile Quattroruote si è occupato di noi CB sempre in rapporto, all'utilità del baracchino in barra mobile. Nel mese di Maggio, Quattroruote pubblica nella rubrica dei fuori strada, sei stupende pagine a colori interamente dedicate all'uso che sui fuori strada appunto, si può fare dei ricetrasmettitori.

Nell'articolo corredato da foto e dettagliate informazioni, i CB più sportivi possono trovare utili informazioni sul montaggio dei baracchini sull'automobile.

I° MAGGIO - CONVEGNO CB AD AREZZO

Martedì primo Maggio, siamo balzati sulla nostra barra mobile e, percorrendo la famosa super strada dei due mari, ci siamo fermati a 6 km. da Arezzo, al ristorante «Il Torrino».

Si è qui svolto un carica allegro e scanzonato, sotto l'egida del Club CB Chimera 27. Organizzatore e squisito ospite è stato «zio Tom» vecchio, si fa per dire, della frequenza.

Nell'ambito di questo festoso ritrovo si è pure tenuta una mostra CB con la partecipazione di importanti case distributrici italiane.

Notevole l'affluenza degli amici toscani e non solo della vicina Arezzo.



FGB-27-L Antenna a stilo in fibra di vetro per i 27 MHz della Hustler. La sua lunghezza totale è di 1220 mm, il fissaggio viene effettuato sulla carrozzeria.

un DX quasi alpino

L'utilità di un ricetrasmettitore installato in macchina, è ormai indiscutibile. La sicurezza che si prova viaggiando anche di notte con il proprio baracchino a fianco, ritengo sia la stessa che provavano i cow-boys cavalcando di notte nelle immense praterie del Far-West, con la colt nella fondina.

Non è questa la sede per discutere di problemi sociali, ma è certo che l'apporto di tutti noi CB nei vari casi di soccorso è stato veramente grande. Il termine «amico» che ricorre spesso nei nostri QSO, non giunge mai a sproposito.

Ognuno di noi, dal momento in cui inizia a modulare, si sente circondato da migliaia di persone pronte a rispondere al suo CQ.

A bordo della mia nuova e fiammante Fiat 128 coupè, percorrevo la strada provinciale che unisce Milano a Lecco, destinazione Montevecchia. Per i non lombardi, Montevecchia è un paesino situato sulla sommità di una collina, vicino a Lecco, a pochi chilometri da Milano. A volte i CB di Milano e dintorni passano, delle intiere nottate sotto la luna, in mobile ad effettuare DX con l'alto Lario.

Pregherei l'amico CB, di Bolzano di non ridere, perché anche se non abbiamo montagne alte come le sue, noi in più abbiamo anche il mare (l'idroscalo) quindi basta accontentarsi. Oltre tutto Montevecchia è rinomata anche per i suoi formaggini quindi noi milanesi abbiamo un po' tutto, DX, carica solido o liquido, e molti amici.

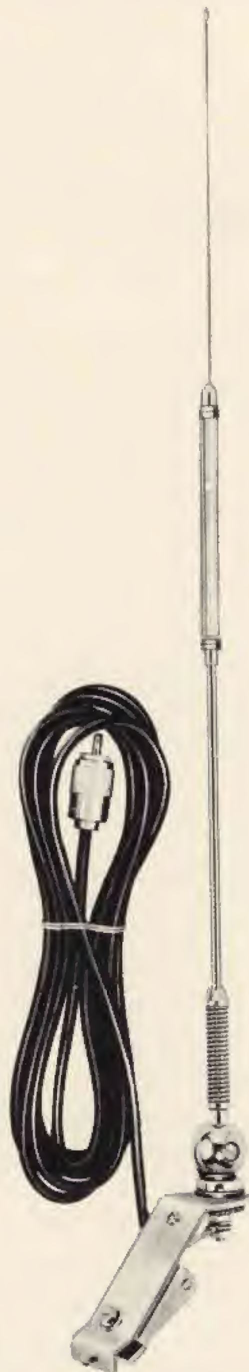
HUSTLER POWER

Arrivato a Montevecchia, verso le 22 (ora locale), mi piazzo con la mia vettura in uno spiazzo erboso, (sembrava un prato, ma non c'era erba, almeno; un tipo d'erba che non sembrava erba) ed inizio a modulare con il mio Tenko H21-4. Subito nasce un equivoco.

Dopo mezz'ora di QSO io e un certo Napoleone III, ci accorgia-

mo di modulare dal medesimo QTH. Cioè a poche centinaia di metri, nascosti l'un l'altro da una boscaglia. Un primo sospetto l'ho avuto quando ci siamo passati i relativi controlli; S9+40 dB con radio 5.

I casi erano due, o la propagazione era ottima, oppure eravamo vicinissimi tanto da... infatti. Mediante il baracchino ci siamo passati informazioni utili per incontrarci in verticale. Dopo la fatidica stretta di mano, e relative presentazioni, gli sguardi sono subito caduti sulle antenne. La sua Opel-Kadett montava un'antenna di marca uguale alla mia, ma da grondina. Il modello RTG27-L della ditta americana HUSTLER. Sulla mia vettura invece ho installato il modello FGB27-L sempre della HUSTLER. Allora ambedue supersoddisfatti delle nostre antenne, abbiamo dato inizio ad una vera e propria gara a colpi di DX.



RTG-27-L Antenna da grondina per i 27 MHz alta 635 mm. Le antenne della Hustler sono reperibili presso tutti i punti di vendita della GBC.

La mia FGB27-L, è un'antenna con stub di taratura in acciaio inox, lo stilo vero e proprio è in fibra di vetro. L'attacco è da carrozzeria, con inclinazione regolabile; il tutto è molto compatto e sufficientemente rigido. Infatti a qualsiasi velocità, l'antenna non fa una piega, pur essendo allo stesso tempo flessibile. Questa è la caratteristica principale che deve avere un'antenna da mobile. La lunghezza supera di poco il metro, e la cosiddetta «carica» è interna. Rapporto di onde stazionarie è di 1:1,1, cioè quel minimo, che solitamente è impossibile ottenere con altre antenne. Ricordo che all'atto dell'acquisto ero un po' scettico, e ora posso ringraziare l'amico Sony 1 della GBC di Cantoni che mi ha veramente consigliato per il meglio. In un certo senso, però, ho provato un po' di amarezza quando ho visto che anche l'amico Napoleone III montava un'antenna HUSTLER. Questo per dire che noi CB nel nostro piccolo siamo dei cacciatori di novità, (purché funzionino) e che proviamo gelosia se un altro dispone di un apparato come il nostro.

L'amico Napoleone III, che non ha voluto forare la carrozzeria, come ho già detto sopra, monta una RTG27-L un'ottima antenna tutta di acciaio inox con un'inclinazione regolabile, lunga ad occhio e croce mezzo metro. I prezzi delle due antenne sono veramente contenuti. Nel giro di mezz'ora lo spiazzo si è riempito di nuovi amici CB, che come noi amanti delle ore piccole e dei DX, hanno trovato in Montevecchia un trampolino di lancio.



CARLO JACONO, *autore della copertina di questo mese, è nato a Milano il 17 Marzo 1929.*

Ha studiato pittura all'Accademia di Brera.

Nel 1970 gli è stato conferito il «Premio Illustrazione» per la sua ventennale attività nel campo dell'Editoria italiana ed estera.

Le sue opere sono in Italia, Germania, Francia, Inghilterra, Scandinavia e anche negli Stati Uniti e Giappone. Ha partecipato nel 1971 al premio «Camera di Commercio per le arti figurative» Alessandria.

Ha ricevuto la medaglia d'oro conferita per l'opera «Paggio in riposo».

di lui hanno scritto:

Liana Bortolon - Dino Buzzati - Dino Campini - Laura Grimaldi - Mario Lepore - Aldo Nannetti - Franco Passoni - Emilio Radius - Leo Rossi - Dino Villani.

CI SONO PROGRAMMI ANCHE PER SORDI

Una serie di programmi educativi, prodotti dalla Maxivision su videocassette Sony, sono stati sottoposti alla fondazione della ricerca sulla sordità prima di essere distribuiti gratuitamente a duecentomila giovani americani sordi dalla nascita. I programmi hanno sottotitoli e possono essere adattati ai sistemi di televisione via cavo. Tutto questo in USA, naturalmente.

technical bulletin 12 SONY



SINTO-AMPLIFICATORE STR-6055

prima parte

In questa prima parte dell'articolo prendiamo in considerazione la sezione sintonizzatore dell'STR-6055. Nella seconda parte prenderemo in esame la sezione di bassa frequenza.

Iniziamo con le descrizioni delle singole funzioni e relativi controlli. La sequenza del testo segue pari passo il percorso del segnale.

BALUN

Questo trasformatore si adatta a 300 Ω nello stadio d'ingresso della sezione FM.

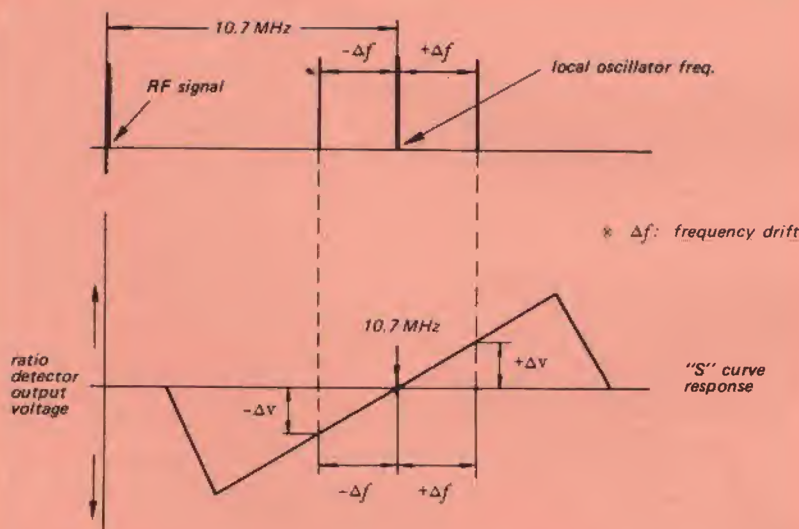


Fig. 1 - Oscillatore locale per il drift e per il controllo della tensione AFC.

CIRCUITO PASSIVO R.F.

Un triplo circuito accordato è impiegato tra l'antenna e il transistore mixer. Questo circuito passivo non contiene amplificatori attivi per cui è perfettamente lineare e non può produrre distorsioni, e quei determinati fattori che provocano errate risposte vengono eliminati in anticipo dal mixer.

OSCILLATORE LOCALE

Il circuito è il tipo modificato Hartley con applicato il «Feedback» (correzione automatica) all'emettitore della presa nella L 104.

CIRCUITI AFC - D101 - D102 - C120

La frequenza automatica nel circuito di controllo è incorporata nel circuito oscillatore per eliminare la deviazione di frequenza e regolare la sintonia.

Il principio dell'AFC è il seguente.

Quando il sintonizzatore è regolato perfettamente, la frequenza intermedia è 10,7 MHz e nessuna tensione continua di correzione viene provocata dal rivelatore a rapporto indicato dalla curva S nella fig. 1.

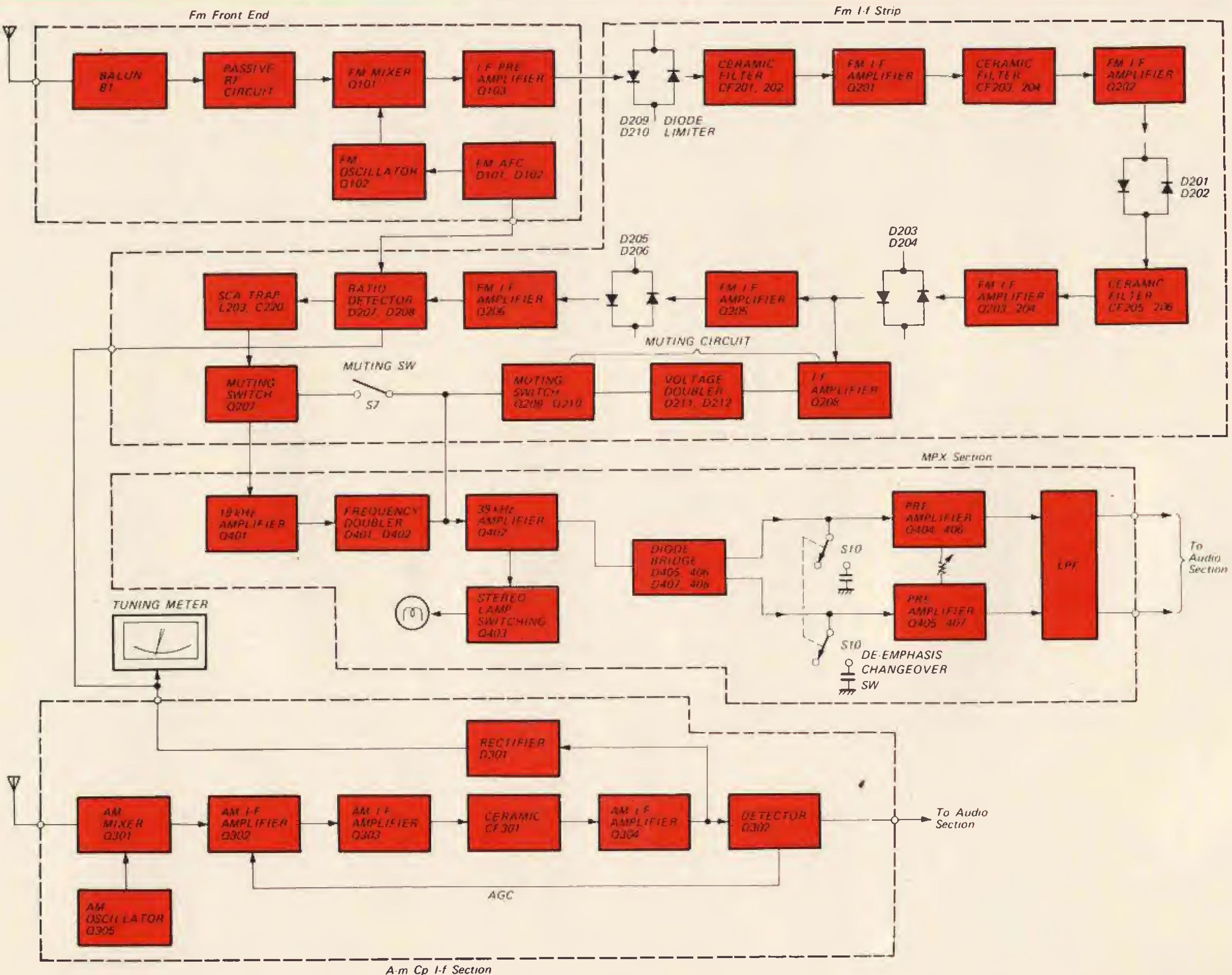


Fig. 2 - Schema a blocchi della sezione sintonizzatore dell'STR-6055.

Così, la tensione applicata al diodo 101 è determinata unicamente dalle tensioni positive inverse fornite dal diodo zener D102.

Ora supponiamo che la frequenza locale dell'oscillatore cambi di + Δ F: significa che la nuova frequenza intermedia è 10,7 MHz + Δ F. (vedere fig. 1). Poiché la componente in c.c. positiva è rinviata all'anodo del D101, diminuendo la tensione inversa contemporaneamente aumenta la capacità.

Questo amplia la frequenza dell'oscillatore locale, inoltre il circuito costituito da C120 e D101 è collegato in parallelo con il circuito F, oscillatore dell'oscillatore locale.

Viceversa, se la frequenza dello oscillatore locale diminuisce, una tensione negativa continua viene rinviata sul D101 aumentando la frequenza dell'oscillatore locale.

MIXER Q101

I segnali RF e la tensione dello oscillatore locale sono eterodinati nella biforcazione del «gate-source» del mixer Q101 in modo da produrre un segnale di uscita di 10,7 MHz IF.

IFT 101

Il trasformatore IFT 101 e i condensatori C106 e C107 formano un circuito accordato «high C» di 10,7 MHz.

Questo tipo di circuito ha il vantaggio di ridurre le armoniche oltre i 10,7 MHz che causano una modulazione incrociata o interferenze spurie.

PREAMPLIFICATORE IFQ103

Il segnale IF, accoppiato alla base del preamplificatore IFQ103 dell'avvolgimento secondario dell'IFT 101, è amplificato per permettere un favorevole rapporto S/D prima dell'applicazione dei filtri.

AMPLIFICATORE IF da Q201 a Q205 da CF201 a CF206

Questi stadi IF sono degli amplificatori accordati RC (eccetto Q205) che forniscono essenzialmente una risposta piatta.

La selettività di questa sezione è determinata da tre paia di filtri ceramici CF201, CF202, CF203, CF204, CF205, CF206.

Ciascuno è costituito da due sezioni. I filtri forniscono una selettività molto precisa e una risposta piatta entro la banda passante.

USCITA IF Q206

Il segnale alla base del Q206 possiede tutte le variazioni di ampiezza eliminate dai precedenti stadi limitatori, e solo i segnali selezionati sono stati discriminati da filtri ceramici.

Il Q206 fornisce la tensione per pilotare il rivelatore a rapporto.

LIMITATORI DA D201 A D206 D209, D210

Il limitatore è costituito dalle coppie di diodi collegati in parallelo e opposti. I diodi conducono quando il segnale che li attraversa supera la barriera potenziale di circa 0,6 V.

Così il segnale è limitato in entrambe le direzioni a 1,2 V picco/picco.

RIVELATORE A RAPPORTO D207, D208

T201 e i diodi D207 e D208 formano un rivelatore a rapporto bilanciato che trasforma il segnale di frequenza modulata in un segnale audio.

CIRCUITO DI RIDUZIONE Q207, Q208, Q209, Q210 da D211 a D213

Il segnale IF è prelevato dai diodi del limiter D203 e D204 che controllano il circuito di muting.

Il segnale prelevato IF è amplificato dal Q208 (FET) abbastanza per controllare la doppia tensione D212 e D211 attraverso il trasformatore accordato T202.

D213 fornisce una tensione positiva fissa per Q209 attraverso D212 e D213. T202 determina una necessaria ampiezza di banda per controllare il circuito di muting senza generare disturbi o rumori fuori sintonia.

L'uscita della doppia tensione è una tensione positiva continua proporzionale ai livelli dei segnali RF deboli.

Q209 e Q210 formano un circuito «switching» controllato dalla doppia tensione. Q209 è normalmente interdetto, mentre il Q210 entra in conduzione.

Il collettore del Q210 è collegato al «Gate» del FET Q207 attraverso l'interruttore Muting S7.

Il FET 207 agisce come un interruttore elettronico che è inserito tra il rivelatore a rapporto e il decodificatore MPX, ed è controllato dalla tensione «Gate» applicata.

Con l'interruttore Muting su ON i segnali FM di media potenza mantengono saturato il Q209 e interdicono il Q210.

Questo permette al Q207 di condurre. Le stazioni deboli e i rumori delle interstazioni non possono produrre una sufficiente tensione continua alla base del Q209 in modo da mantenerlo in conduzione. Questa satura il Q210 e cortocircuita il Q207, pertanto l'uscita audio viene silenziata.

Con l'interruttore Muting su OFF, il Q207 conduce per mezzo della tensione positiva bias sul proprio «gate». L'RV201 regola il livello di muting.

CIRCUITI DI COMMUTAZIONE AUTOMATICA STEREO-MONO Q210-D409

Il collettore del Q210 è anche collegato al terminale d'uscita del decoder MPX attraverso il diodo D409.

Commutando automaticamente il decoder MPX in mono vengono eliminati i disturbi della ricezione stereo.

Tutto ciò è necessario poiché nella ricezione FM stereo, il rapporto S/D di un segnale stereo demodulato diminuisce molto più rapidamente di quello mono, quando la potenza del segnale in ingresso diminuisce. Poiché Q210 è posto in conduzione dalle stazioni deboli, blocca il decoder stereo per cui si ottiene la commutazione automati-

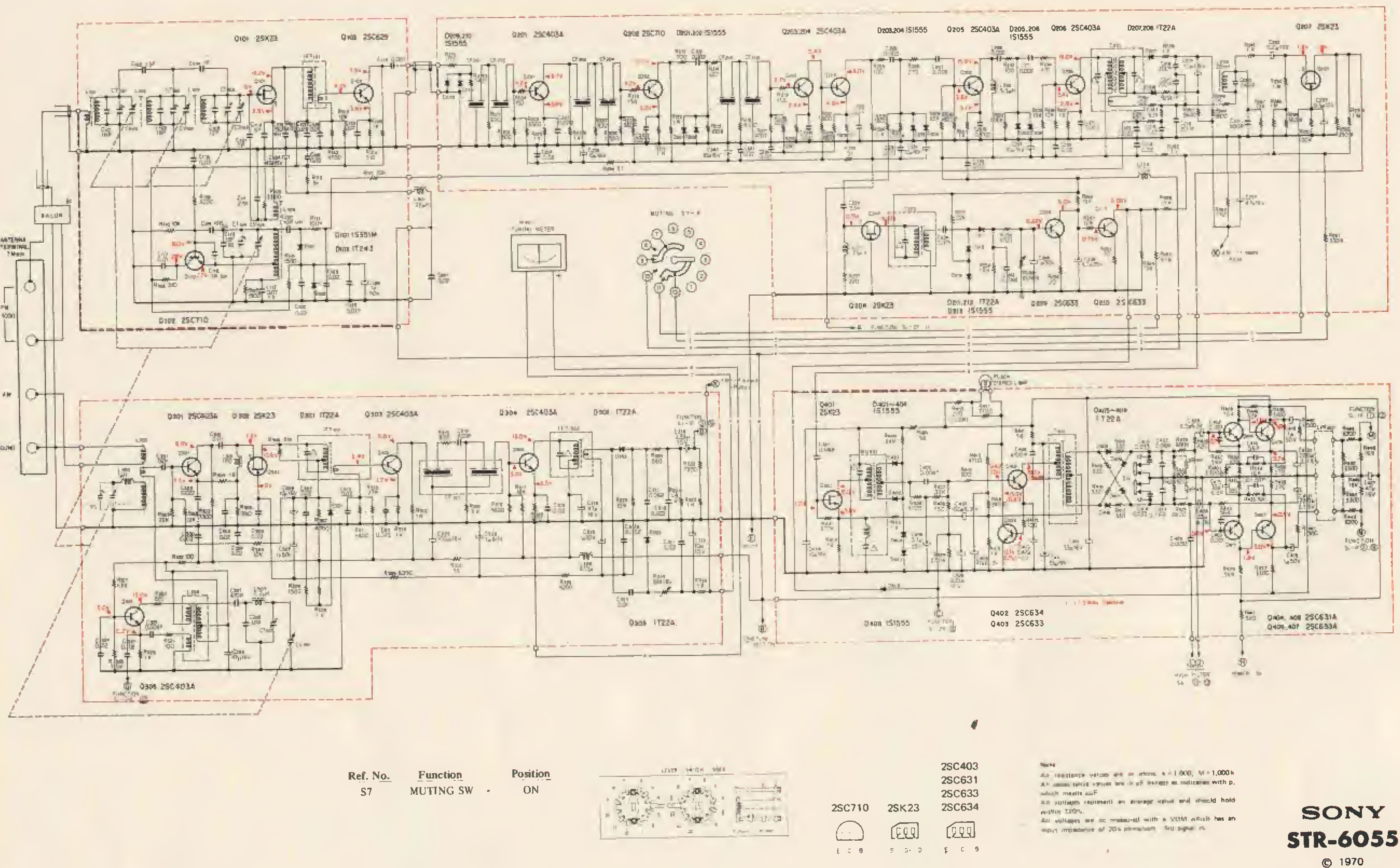


Fig. 3 - Schema elettrico della sezione sintonizzatore dell'STR-6055.

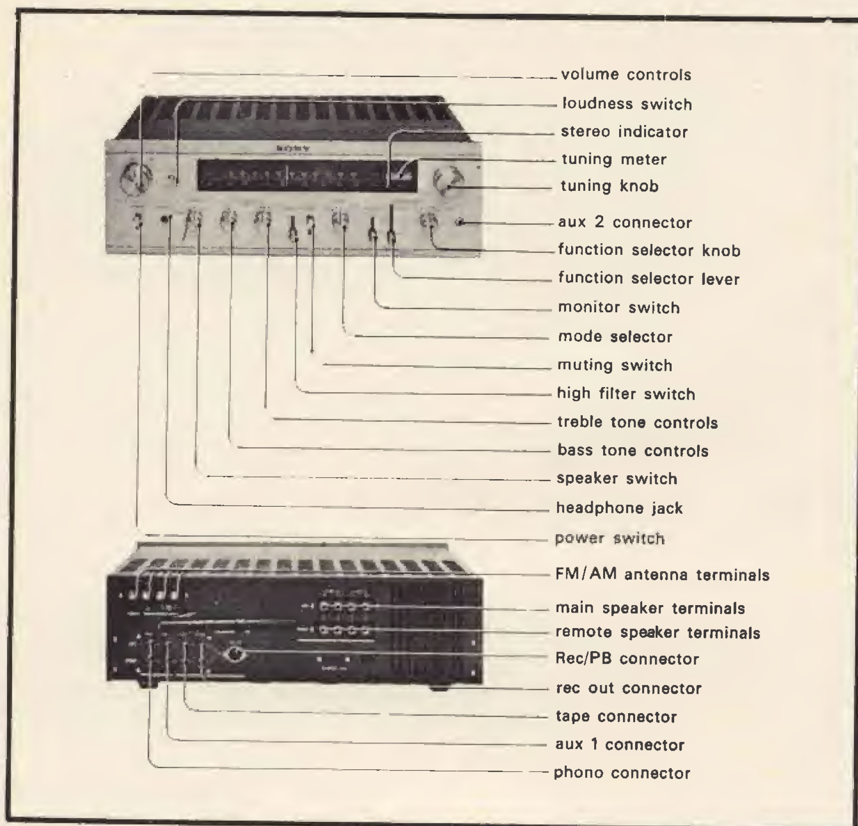


Fig. 4 - Vista frontale e posteriore, con indicati i vari comandi e prese, del sinto-amplificatore STR-6055 della Sony.

ca stereo-mono a seconda del livello del segnale RF in ingresso.

MISURATORE DI SINTONIA

Lo strumento con zero centrale assicura una corretta sintonia utilizzando le caratteristiche del rivelatore a rapporto.

Come indicato nella fig. 1 nessuna tensione continua viene prodotta attraverso il collegamento di R243 e R244 e massa quando il sintonizzatore è allineato.

La deviazione dello strumento indica la variazione della frequenza della portante.

Fare attenzione perché lo strumento indicherà zero quando al sintonizzatore non giunge segnale.

SCA L203, C220

Il segnale composito contenente informazione monoaurale da 0 a 15 kHz ha la portante a 19 kHz, e il segnale stereo FM a 38 kHz è inviato al Q207 attraverso L203 - CC220. Questa trappola elimina il segnale SCA dalla base del Q401 attraverso Q207.

DECODIFICATORE MPX - AMPLIFICATORE 19 kHz Q401

Questo stadio serve a due funzioni: elimina il segnale pilota 19 kHz di un circuito accordato al proprio «drain» e fornisce una fonte a bassa impedenza di un segnale stereo composito alla «source».

DUPLICATORE DI FREQUENZA D401, D402

I segnali inviati al collettore del Q401 sono, per mezzo di un trasformatore, accoppiati ad un raddrizzatore integrale formato da D401 e D402. L'uscita di questo raddrizzatore non è filtrata ed ha come risultante due impulsi positivi per ciascun ciclo d'ingresso.

Così, la frequenza della portante a 19 kHz è effettivamente duplicata dal D401 e D402. Comunque, la forma d'onda non è sinusoidale alla base del Q402.

AMPLIFICATORE 38 kHz Q402

Gli impulsi 38 kHz prodotti dal D401 e D402 sono amplificati dal Q402. Il circuito oscillatore, riferito al collettore del Q402, è accordato a 38 kHz per ristabilire questi impulsi ad una forma d'onda sinusoidale.

Questo segnale è accoppiato tramite un trasformatore al demodulatore a ponte per pilotare il demodulatore stesso.

LAMPADINE STEREO DEL CIRCUITO Q403

L'indicatore stereo si illumina quando il commutatore Function è predisposto in posizione FM auto Stereo e si riceve un segnale stereo in FM. L'emettitore del Q402 è collegato alla base del Q403. Il circuito funziona nel modo seguente: quando un segnale stereo è applicato al decodificatore multiplex gli impulsi a 38 kHz ottenuti alla uscita del duplicatore di frequenza provocano un maggior assorbimento di corrente da parte del Q402.

Questo fa sì che il Q403 conduca, accendendo di conseguenza la lampadina indicatrice stereo PL904.

DEMODULATORE MULTIPLEX D405, D406, D407, D408

Il circuito demodulatore utilizza 4 diodi a ponte bilanciati. Questo sistema ha il vantaggio di cancellare le restanti componenti RF (segnale 38 kHz, qualche segnale 19 kHz, e le armoniche superiori di queste frequenze).

Nel sistema monoaurale, i diodi D405 e D408 sono polarizzati dalla tensione portata attraverso R405, la lampadina indicatrice stereo, R412, R414, R413, per cui agiscono come delle piccole resistenze. In questo caso il segnale monoaurale è applicato ad entrambi gli amplificatori audio «L» e «R».

I CONDENSATORI DE-ENFASI C413, C414, C422, C423

Questi condensatori forniscono il «Roll-off» alle alte frequenze audio necessarie a compensare la preenfasi al trasmettitore. S10 dovrebbe essere predisposto per un'adeguata costante di tempo.

La costante di tempo della de-enfasi è 75 µs in USA e CANADA' e 50 µs in Europa.

PREAMPLIFICATORE AUDIO Q404, Q405, Q406, Q407

I segnali demodulati L e R sono amplificati da questi stadi al livello richiesto all'ingresso del successivo filtro passa-basso.

CONTROLLO DI SEPARAZIONE

La rete che unisce gli emettitori del Q404 e Q405 fornisce una forma di reazione (Feedback) negativa tra i canali di sinistra e di destra. Ciascun residuo «C» nel canale «R» (che è sfasato di circa 180°) viene eliminato dal segnale «L» dal canale «L».

Lo stesso avviene nel segnale residuo «R» nel canale «L».

RV 401 è regolato per la massima separazione.

AM TUNER OSCILLATORE LOCALE Q305

Questo stadio fornisce una tensione al mixer tramite L3. In questo oscillatore la reazione avviene attraverso l'emettitore del Q305 per mezzo della bassa impedenza di L304.

MIXER Q301

I segnali RF in arrivo e la tensione dell'oscillatore locale sono eterodinati nell'emettitore del Q301 per produrre l'uscita di 455 kHz. Il FET Q302 accoppia l'uscita del mixer all'IFT301.

Questo stadio funziona come AGC. L'IFT301 è un trasformatore accordato a 455 kHz.

L'uscita a bassa impedenza dello IFT301 è direttamente accoppiata all'amplificatore IFQ303.

AMPLIFICATORE IFQ303

Questo stadio funge da amplificatore RC. La selettività è determinata da un doppio filtro ceramico.

AMPLIFICATORE IFQ304

Questo circuito fornisce la tensione per pilotare il diodo D302.

RIVELATORE D302

Il segnale IF dal secondario dell'IFT302 è rettificato dal diodo D302. I componenti IF del segnale di uscita sono filtrati dal C317, C318 e C320. L'uscita ottenuta attraverso R322, R323 dà luogo ad un audio perfetto.

INDICATORE DI SINTONIA

Il segnale AM IF, prelevato dal secondario dell'IFT 302 per controllare l'indicatore di sintonia M901, viene rettificato dal D303.

La componente negativa in c.c. all'anodo del D303 è filtrata da C313, R336 e inviata all'indicatore di sintonia.

CIRCUITO AGC

La componente negativa in c.c. all'anodo del diodo D302 è filtrata da R325, C336, C335, R335, C322, R326, C323 e riportata al «gate» del Q302 per controllare il guadagno.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Sistema:	FM stereo/FM-AM sintonizzatore super-eterodina. Amplificatore direttamente accoppiato in simmetria (SEPP OTL)
Semiconduttori	3 FET + 35 transistori per ricezione 2 FET + 16 transistori per AUX 53 diodi
Dimensioni:	440 x 148 x 345 mm
Peso:	12 kg
	Sezione sintonizzatore FM
Gamma di sintonia:	87,5 ÷ 108 MHz
Terminali antenna:	300 Ω bilanciati
Frequenza intermedia:	10,7 MHz
Sensibilità:	18 µV a S/D = 20 dB, 2,2 µF a S/D = = 30 dB, 2,6 µV, IHF
Reiezione immagine:	70 dB
Reiezione IF:	90 dB
Reiezione spurie:	100 dB
Soppressione AM:	65 dB
Rapporto di sintonia:	1,5 dB
Selettività:	80 dB
Rapporto S/D:	70 dB
Risposta in frequenza:	20 Hz - 15 kHz ± 1 dB
Distorsione armonica:	Mono 0,2% a 400 Hz, modulazione 100% Stereo 0,5% a 400 Hz, modulazione 100%
Separazione stereo:	Migliore di 38 dB a 400 Hz, 19 kHz, 38 kHz
Soppressione:	60 dB
	Sezione sintonizzatore AM
Gamma di sintonia:	530 ÷ 1.605 kHz
Antenna:	in ferrite incorporata, e terminale per antenna esterna
Frequenza intermedia:	455 kHz
Sensibilità:	48 dB/m antenna incorporata 20 µV antenna esterna
Reiezione immagine:	60 dB a 1.000 Hz
Reiezione IF:	46 dB a 1.000 Hz
Rapporto S/D:	50 dB
Distorsione armonica:	0,8%

(continua)



settima parte a cura di Giovanni RE

SOMMERKAMP FT-277

In precedenza abbiamo trattato le varie tarature e regolazioni sui circuiti Transceiver di Carrier, letture strumentali, tensioni stabilizzate, dell'anti-trip, del vox, della neutralizzazione, del circuito clarifier, del VFO e dell'oscillatore locale.

In quest'ultima parte, descriviamo il procedimento di taratura della 1ª IF a 3.180 kHz (1). Della 2ª IF variabile con Filtro-Passa-Banda da 5.520 a 6.020 kHz (2). Del preselector sintonizzatore a Frequenza Operativa dello stadio Front-end/antenna RX, dello stadio convertitore TX e dello stadio driver TX. (3).

Allo scopo di rendere più facile ed esatta l'interpretazione su ciò che si deve fare, previa sommaria descrizione dei circuiti interessati, faremo riferimento al piano di taratura generale suddiviso in 3 parti e 28 punti di riferimento.

CONDIZIONI

RX:

FT-277 acceso da 5 min. RF+AF-Gain Max (10), Clarifier/OFF, Noise-Blanker/OFF, RF Att/OFF, Calibratore 100/25 kHz/OFF (altrimenti specificato), Preselector in posizione descritta scrupolosamente ai 28 punti, Mode/Tune, Band e VFO in posizioni descritte ai 28 punti, VFO selector/Int, Heater/ON filamenti accesi con zoccolo accessorio incluso, Generatore RF in ingresso antenna sintonizzata a battimento di audio 1.000 Hz su Frequenze e con segnale di uscita descritto ai 28 punti interessati/RX.

TX:

FT-277 acceso da 5 min, collegamento di carico antiinduttivo di 50 Ω 300 W (Waters 334a) sintonizzato perfettamente sulla gamma e sulla frequenza descritta ai 28 punti interessanti la trasmissione TX, Mode tune, Mic-Gain zero, lettura strumentale/IC = 100 mA a sintonizzazione PA ultimata tramite riduzione di Carrier.

NOTA 1

In ricezione, allo scopo di evitare l'intervento del circuito AGC, segnali di Generatore in antenna di 1 μV non avranno indicazione visiva strumentale di S'Meter, per cui si consiglia di utilizzare un misuratore di uscita con scala — 20/ + 10 dB o 10 Vc.a. fondo scala in parallelo ad altoparlante esterno (SP Jack).
Per segnali di generatore superiori ai 5 μV è attivo a riferimento lo S'Meter.

NOTA 2

Ai 28 punti interessanti la trasmissione TX e la ricezione RX necessita lo scambio in entrata di antenna del Wattmetro o del Generatore, possibilmente via commutatore coassiale (Waters 335).

NOTA 3

Il piano di taratura ai 28 punti indica che i Trimmers (TC...) e le bobine o trasformatori (T...) preceduti dal segno (+ es: +TC... o +T... sono i circuiti L/C che vanno regolati a indicazione di piano per massimo Audio, massimo di tensione CA o dB su altoparlante esterno o massimo di S'Meter in ricezione/RX, e per massimo di lettura in watt in trasmissione/TX.

TARATURA DELLA 1ª IF RX (modulo PB-1080a)

Frequenza centrale 3.180 Hz
FT-277 a Condizione di RX,

MODE/AM

FT-277 sintonizzato al punto P1
Generatore Ext/Int al punto P1

E' logico pensare che a tarature ultimate di VFO e di Oscillatore Locale, qualsiasi frequenza sintonizzata di generatore RF esterno o di calibratore interno/100 kHz è di frequenza terminale IF pari a 3180 kHz cioè idonea ad entrare come segnale AM non modulato alla frequenza centrale del filtro a cristallo

XF30a 3180 kHz, utilizzandola per la taratura dei 2 trasformatori IF a 3180 kHz T108 e T109 per massima lettura di S'Meter. Questo si può fare sintonizzando a qualsiasi frequenza operativa di 100 in 100 kHz con il Marker del Calibratore (metodo consigliato dalla casa costruttrice).

E' pure logico pensare che un segnale Marker di 50 µV/S'9 fa intervenire il Controllo Automatico del Guadagno modificando il risultato della taratura, per cui nel piano di taratura al Punto 1 è consigliato un segnale di entrata in antenna non superiore a 5 µV a 14.000 kHz con modulazione massima di 1.000 Hz al 30%, con riferimento strumentale non di S'Meter ma di uscita Vc.a. in altoparlante.



Fig. 1 - Posizioni di Preselector interessanti i punti da P10 a P28. Nota 1: questo settore è disponibile per la modifica su 160 m.

TARATURA DI 1ª IF RX

(Modulo PB-1084c)

Frequenza centrale 3180 kHz

FT-277 a condizione di RX, Mode/AM, Piano P2

Generatore Interno o Esterno, Piano P2

Uguali considerazioni, uguale frequenza, uguale metodo, interessa i Trimmer TC4 e TC5 dei trasformatori Toroidali L5 e L6 di accoppiamento tra uscita 2° Mixer/RX ed entrata IF e filtro XF30a. Regolare i trimmer TC4 e TC5 per massima uscita Vc.a. o S' Meter utilizzando i segnali di Generatore o di Calibratore precedentemente impiegati per la taratura del modulo IF PB-1080a.

TARATURA DI 2ª IF RX/TX E FILTRO P-B-F

Modulo PB-1084c a frequenza variabile 5520-6020 kHz

FT-277 a Condizione di RX, Mode/ Tune, Piano P4/8

Generatore esterno Piano P4/8

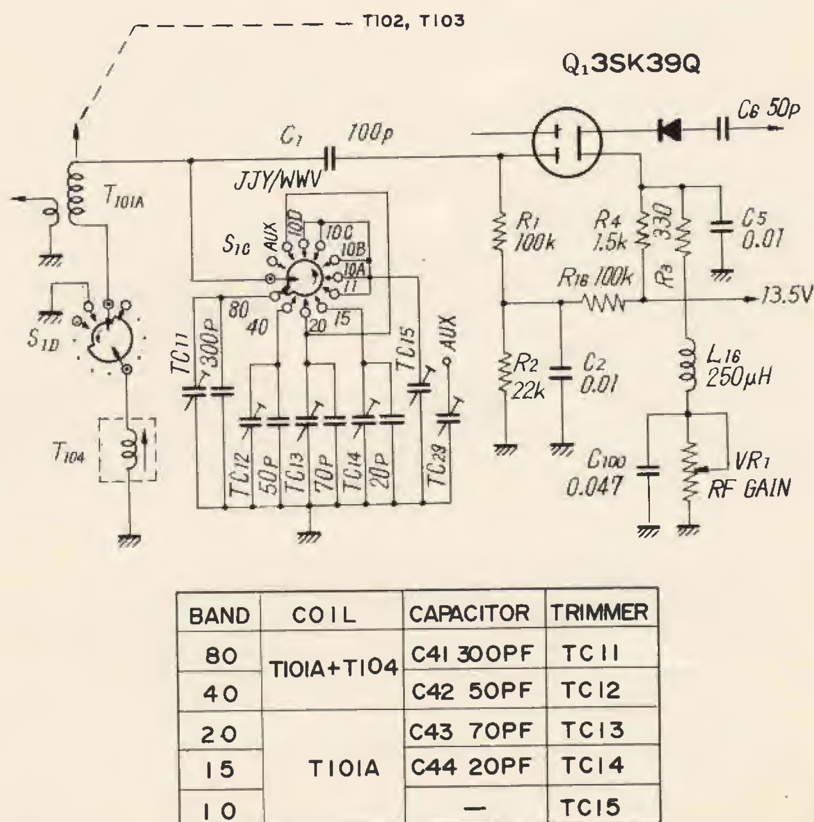
Le regolazioni di taratura avvengono sui trimmer TC1, TC2, TC3 dei trasformatori toroidali L1, L2, L3 costituenti il Filtro a Passa Banda di 2ª conversione RX/TX ad andamento variabile di frequenza. La taratura di questo circuito è molto critica, delicata. I componenti L/C del filtro sono stati studiati in modo di mantenere le caratteristiche in funzione del tempo e delle condizioni ambientali, difficilmente necessita un ritocco di taratura; e in caso di inefficienza e più consigliabile sostituire il modulo intero. Da notare che oltre al metodo di taratura ai punti P4/ P9 del piano, si rende necessario in alcuni casi l'impiego di Generatore Sweep con riferimenti Marker a 5520 kHz, 5570 kHz e 6020 kHz procedendo poi alla taratura di TC1, TC2, TC3, a ripetizione su oscillografo della curva di responso illustrata nella descrizione di questo Modulo PB-1084c (2ª parte pag. 986). L'inefficienza o staratura di questo circuito comporta: differenze di sensibilità tra inizio, centro e fine gamma (500 kHz di escursione del VFO) in tutte le gamme del transceiver in ricezione, di potenza in trasmissione, minore attenuazione di frequenze immagine in ricezione, minore attenuazione di armoniche e spurie in trasmissione.

Bisogna oltretutto tener conto della frequenza di immagine sempre presente sia in RX che in TX, prodotta dal rapporto 2ª IF6020 e 1ª IF x 26360 kHz che potrebbe interessare il fianco destro del filtro PBF che lavora a zero dB su 6020 kHz e −6 dB su 6170 kHz interessando il transceiver su due frequenze contemporaneamente, tanto è vero che i nuovi moduli PB-1084c incorporano a eliminazione di questo inconveniente un filtro trappola a cristallo di 6360 kHz. Altre frequenze di immagine interessano questo circuito, molto complesse e ad andamento logaritmico (2xVFO) conseguenti all'inversione di andamento di frequenza tra VFO e frequenze operative, tra frequenze operative e 2ª IF. Riparleremo di quest'ultimo argomento sul piano di taratura delle trappole.

E' sconsigliabile la taratura a mezzo sintonizzazione di Marker a 100 kHz del Calibratore interno, in quanto il suo segnale di 50 µV è troppo forte, interviene il circuito AGC modificandone il risultato; oltre tutto i battimenti del Calibratore diminuiscono di intensità all'aumentare della frequenza sintonizzata (operativa da calibrare).

Sconsigliabile la taratura in trasmissione; sono troppi i passaggi da questo circuito all'antenna che interessano diminuzioni di potenza tra inizio, centro e fine banda.

Prendiamo in esame la taratura, in ricezione; solo a taratura ultimata dello stadio Front-End (Amplificatore di antenna RX) utilizzando il segnale di Generatore esterno non modulato (CW) sulla banda dei 20 m, collegato in antenna all'FT-277, con uscita inferiore ad 1 µV a mezzo riferimento strumen-



BAND	COIL	CAPACITOR	TRIMMER
80	T101A+T104	C41 300PF	TC11
40		C42 50PF	TC12
20	T101A	C43 70PF	TC13
15		C44 20PF	TC14
10		—	TC15

Fig. 2 - Schema elettrico parziale interessante la sezione di Preselector ingresso antenna (front-end) e relativa tabella di riferimento per taratura.

	GRID CIRCUIT			PLATE CIRCUIT		
BAND	COIL	CAPACITOR	TRIMMER	COIL	CAPACITOR	TRIMMER
80	T102+T106	C 4 330PF	T C 1	T103+T105	C 9 270PF	T C 6
40		C5 50PF	T C 2		C106 20PF	T C 7
20	T 102	C6 70PF	T C 3	T 103	C10 50PF	T C 8
1 5		—	T C 4		C107 10PF	T C 9
1 0		C126 5PF	T C 5		—	—

Fig. 3 - Tabella di riferimento per taratura di Preselector interessanti le sezioni II Convertitore TX e Driver TX.

tale di misuratore Va.c. d'uscita in altoparlante.

Regolare i trimmer TC1, TC2 e TC3 per massima lettura Va.c. audio a battimento di 1000 Hz su frequenze di ricevitore e di generatore descritte ai punti P4/P8 del piano di taratura.

A taratura ultimata, (prima di sigillare i trimmer), aumentare il segnale del generatore a indicazione di S'Meter tra S1 e S3, esplorare le frequenze di 50 in 50 kHz prendendo nota delle letture ottenute tra 14.050 e 14.450 kHz, sintonizzando pari pari ogni 50 kHz anche il Preselector. Se lo scarto di lettura è inferiore a 1/3 di punto, la taratura del filtro PBF è buona (accettabile), se superiore, ripetere accuratamente tutto il procedimento.

TARATURA DEL CIRCUITO PRESELECTOR (MAIN CHASSIS)

Si suddivide in 2 parti distinte delle componenti L (10d a 20 m, induttori variabili T101a-T102-T103), 80 e 40 m, bobine aggiuntive T104 - T106 - T105.

La capacità di trimmer in parallelo alle componenti L di preselector e di bobine aggiuntive, per la regolazione delle induttanze (pistoni e nuclei) devono essere portate a 1/2 Cmax (metà della capacità totale del trimmer), quindi regolare i pistoni di Preselector a 30.000 kHz, e i nuclei delle bobine aggiuntive a 4.000 kHz con posizioni di Preselector rigorosamente indicate ai 18 punti del piano. Per le bande dei 21, 20 e 40 m, le tarature dei pistoni di Preselector e dei nuclei delle bobine aggiuntive saranno ancora valide, avverranno quindi ai vari punti del piano le sole regolazioni di capacità di trimmer parallelo e posizioni di Preselector relative alla banda in esame di taratura.

Gli schemi del circuito di antenna RX (RF input circuit) e del driver TX (12BY7a tuning circuit) rendono chiara la suddivisione della componente L del circuito preselector, la sua commutazione della componente C ad ogni gamma a mezzo di capacità fissa + Trimmer. Mentre l'illustrazione (alignment capacitors) indica la posizione a circuito stampato dei vari trimmer di taratura.

Conforme al piano di taratura, riportiamo l'esempio di regolazioni per la taratura di Preselector RX/TX delle Bande dei 10a/10d.

FT-277 - sintonizzato al punto P10 (Condizioni TX)

Band - 10d

VFO - 1.000 unit kHz

Frequenza - 30.000 kHz

Preselector - Posizione D1 (limite superiore segmento 10 a pannello)

Trimmer - ½TC5 (Cmax: 2) (metà capacità totale)

Nuclei - Pistoni + T102+T103 regolati a massima potenza in W

FT-277 - sintonizzato al punto P11 (Condizioni RX) avviene la commutazione del Wattmetro con il Generatore

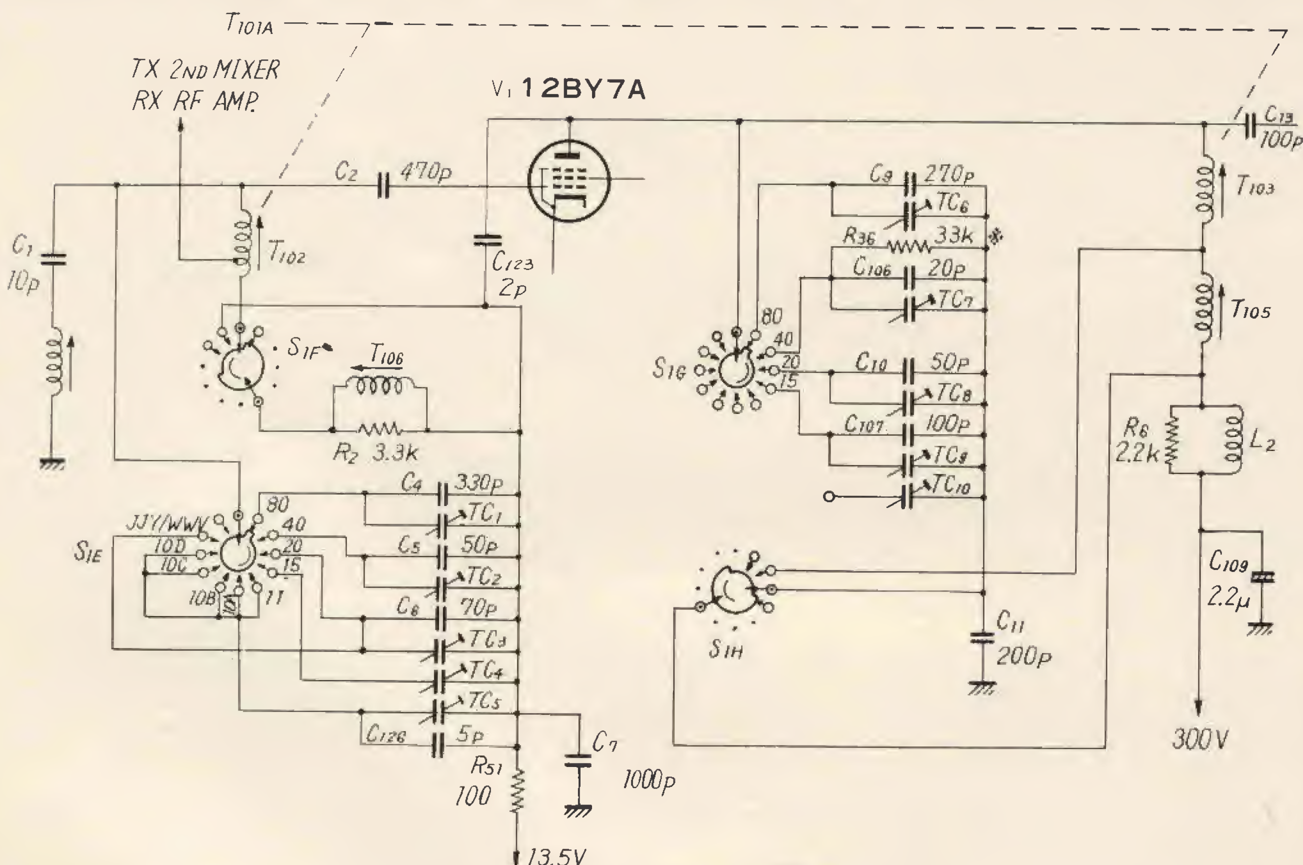


Fig. 4 - Schema elettrico parziale dello stadio Convertitore e Driver TX di Preselector ove è comprensibile la suddivisione in due sezioni della componente L (14.000/30.000 kHz / induttori variabili T102 - T103, 3.500/7.500 kHz: bobine aggiuntive T106 - T105).

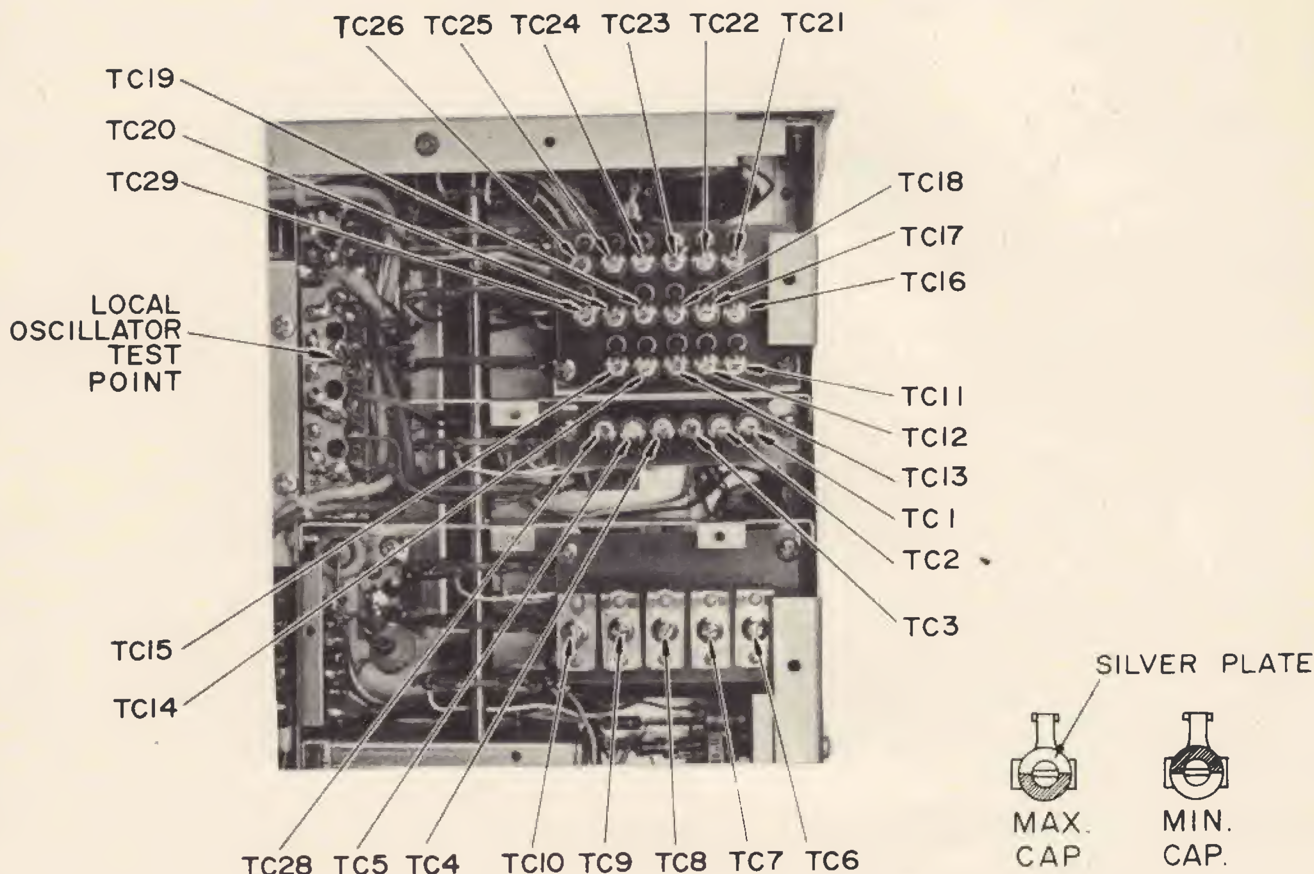


Fig. 5 - Localizzazione dei trimmer capacitivi di taratura.

Band - 10d
VFO - 1.000 Unit kHz
Frequenza - 30.000 kHz
Preselector - rigorosamente uguale a P10/TX
Trimmer - ½TC15 Cmax: 2 (Metà Capacità totale)
Nuclei - + T101a regolato a massimo Vc.a. Audio
Generatore - 30.000 kHz 1 μV Z = 50 Ω sintonizzato per battimento Audio di 1.000 Hz
FT-277 - sintonizzato al punto P12 (Condizioni TX) avviene la commutazione del Generatore con il Wattmetro
Band - 10a
VFO - 0 Unit kHz
Frequenza - 28.000 kHz
Preselector - Posizione D2 inizio segmento 10 a pannello
Trimmer - +TC5 regolato per massima potenza in W
FT-277 - sintonizzato al punto P13 (Condizioni RX) avviene la commutazione del Wattmetro con il Generatore
Band - 10a
VFO - 0 Unit kHz
Frequenza - 28.000 kHz
Preselector - Rigorosamente uguale a P12/TX
Trimmer - +TC15 regolato a massimo Vc.a. Audio
Generatore - 28.000 kHz 1 μV Z = 50 Ω sintonizzato per battimento Audio di 1.000 Hz

Le operazioni ai punti P 10/14, hanno consentito la taratura definitiva delle gamme 11, 10a, 10b, 10c, 10d m a copertura di frequenza da 27 a 30 MHz sia in RX che in TX.

Per le gamme dei 21 e 20 m relative ancora alla componente L Preselector di T101a/RX, T102 Driver/TX Mixer, e T103 Driver/TX Output, non rimane che porre in assestamento i trimmer capacitivi regolandoli per massimo di potenza in watt/TX, e per massimo Vc.a. Audio/RX.

TARATURA DEI CIRCUITI TRAPPOLA

Anche per la taratura delle trappole abbiamo cercato di semplificare il lavoro, portando su piano di taratura i vari controlli da portare a taratura. Come per la taratura di preselector, riportiamo solo l'esempio descritto di 2 trappole relative a RX e TX rispettivamente il punto P29 e P35 del piano.

Valgono sempre le sintonizzazioni di Condizione TX o RX e scambio di entrata tra Generatore RF in RX (altrimenti specificato) e di Wattmetro antiinduttivo di 300 W 50 Ω in TX, con la sola differenza che le operazioni ai punti P/TX la sintonia di PA si effettua con massima potenza (Carrier 10).

Infine vogliamo precisare che tutte le operazioni di taratura delle trappole devono coincidere (—Min.) al minimo sul controllo di riferimento Audio o strumentale e a frequenza di riferimento elencate ai rispettivi punti, senza influire sulla potenza/TX e sulla sensibilità/RX.

DIMOSTRAZIONE DI TARATURA P29

FT-277 - sintonizzato al punto P29 (Condizioni RX/LSB)
Band - 40 m
VFO - 0 Unit kHz
Frequenza - 7.000 kHz
Preselector - Max Noise
Freq. Rison. Trap. - 6.020 kHz
Nucleo - T107 (da regolare)
- Minimo - minimo di battimento LSB 1.000 Hz/Audio
Generatore CW/RF - Sintonizzato su 6.020 kHz 100 μV/10 mV Z = 50 Ω

Con questo procedimento è stata eseguita la taratura di 1 circuito trappola

VOLTAGE CHART

MJ / PIN	D.C. VOLTAGE												R.F. VOLTAGE											
MJ	1		2		3		4		5		6		1		2		3		4		5		6	
PIN	R	T	R	T	R	T	R	T	R	T	R	T	R	T	R	T	R	T	R	T	R	T	R	T
1	E	E	E	E	E	E	E	E	E	E	E	E	E	E	E	E	E	E	E	E	E	E	E	E
2	E	E	E	E	0	0	E	E	0	0	-70	-55	E	E	E	E	—	—	E	E	—	—	—	—
3	6.0	6.0	0	0	13.0	12.5	0	0	0.7	0.7	-18	0	3	3	3180 79DB		—	—	—	—	—	—	—	—
4	0.5	0.5	E	E	0	0	0	0	8.5	8.5	-20	-3.5	2	2	E	E	—	—	—	—	—	—	—	—
5	5.5	5.5	8.5	8.5	0	0	0	0	6.0	6.0	-150	-140	—	—	—	0.01	0.6	0	—	—	—	—	—	—
6	6.0	6.0	E	E	0	0	E	E	0	0	170	170	—	—	E	E	—	—	E	E	—	—	—	—
7	E	E	13.0	12.5	E	E	0	0	E	E	2.7	2.7	E	E	—	—	E	E	—	—	E	E	—	—
8	0	0	E	E	0	11.5	0	0	0	0	0.6	2.7	14250 46DB	—	E	E	—	—	—	—	—	—	—	—
9	8.0	13.0	12.0	0	9.0	9.0	9.0	9.0	0	0	12.5	0	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
10	0	11.5	E	E	6.5	0.35	1.5	1.5	13.0	12.5	0	11.5	—	—	E	E	3180 70DB	0.01	—	—	—	—	—	—
11	13.0	12.5	0	0	13.0	12.5	E	E	0	0	2.5	2.5	14250 46DB	2	0.08	0.08	—	—	E	E	—	—	—	—
12	12.5	0	E	E	0.7	0.7	11.0	10.5	6.6	0.3	13.5	13.0	—	—	E	E	—	—	—	—	—	0.06	—	—
13	12.0	0	0	11.5	8.0	13.0	0	0	12.5	0	6.0	6.0	—	0.1	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
14	13.0	12.5	E	E	E	E	6.0	6.0	12.5	0.3	13.0	12.5	—	—	E	E	E	E	—	—	—	—	—	—
15	0	0	13.0	12.5	0	0	13.0	12.5	—	—	0	0	0.3	0.3	5720 66DB	0.4	3180 78DB	0.06	—	—	—	—	—	—
16	0	11.5	13.0	12.5	3.0	3.0	13.0	12.5	—	—	0	0	—	—	5720 56DB	0.1	—	—	—	—	—	—	—	—
17	13.0	12.5	E	E	0	0	0	0	—	—	0	0	5720 66DB	0.4	E	E	3180 73DB	0.03	—	—	—	—	—	—
18	E	E	E	E	0	0	E	E	—	—	E	E	E	E	E	E	—	—	E	E	—	—	E	E
19	—	—	—	—	13.0	12.5	E	E	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	E	E	—	—	—	—
20	—	—	—	—	12.5	0	E	E	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	E	E	—	—	—	—
21	—	—	—	—	6.0	6.0	E	E	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	E	E	—	—	—	—
22	—	—	—	—	E	E	0	0	—	—	—	—	—	—	—	—	E	E	—	—	—	—	—	—

VALUES ARE IN VOLTS D.C.
R:RECEIVE, T:TRANSMIT

MODE: USB, BAND: 20M, R:RECEIVE, T:TRANSMIT
VALUES WITHOUT ANY UNIT ARE IN VOLTS R.M.S.
VALUES WITH DB ARE SIGNAL GENERATOR OUTPUT LEVELS TO PRODUCE S-9.
VALUES GIVEN UNDER THE COLUMN T ARE SIGNAL LEVELS TO PRODUCE 100W OUTPUT POWER MODULATED BY 1KHz MIC INPUT.

P1	RX	BAND	VFO	FREQ. kHz	PRESELECTOR	TRIMMER	NUCLEI	+Max/–Min.	CW GENER/RF = Z 50 Ω
TARATURA 1ª IF 318 kHz PB 1080A + PB 1084C (1)									
P1	RX	20	0	14.000	Max Noise		+T108/109	+"S'Meter	14.000 kHz 5 µV (1 kHz Beat)
P2	RX	20	0	14.000	Max Noise	+TC4/TC5		+"S'Meter	14.000 kHz 5 µV (1 kHz Beat)
P1	RX	80/10	0/500	MHz+100	Max Noise		+T108/109	+"S'Meter	100 kHz Interno (1 kHz Beat)
P2	RX	80/10	0/500	MHz+100	Max Noise	+TC4/TC5		+"S'Meter	100 kHz Interno (1 kHz Beat)
P3	RX	ripetere operazioni ai punti P1 e P2 per massimo risultato							
TARATURA 2ª IF E PBF 5520/6020 PB 1084C (2)									
(NB) DA ESEGUIRE A ULTIMAZIONE TARATURA FRONT-END/RX									
P4	RX	20	250	14.250	Max Noise	+TC2		+ Max Audio dB	14.250 kHz 1 µV (o meno)
P5	RX	20	0	14.000	Max Noise	+TC1		+ Max Audio dB	14.000 kHz 1 µV (o meno)
P6	RX	20	250	14.250	Max Noise	+TC2		+ Max Audio dB	14.250 kHz 1 µV (o meno)
P7	RX	20	500	14.500	Max Noise	+TC3		+ Max Audio dB	14.500 kHz 1 µV (o meno)
P8	RX	20	250	14.250	Max Noise	+TC2		+ Max Audio dB	14.250 kHz 1 µV (o meno)
P9	RX	ripetere operazioni ai punti P4 e P8 per massimo risultato							
TARATURA ANTENNA RX/MIXER TX/DRIVER TX PRESELECTOR (3)									
(NB) DA ESEGUIRE IN TRANSCEIVER CON PA FUNZIONANTE									
P10	TX	10d	1.000	30.000	D1-Fig. 1	½TC5	+T102/103	+ Max TX W.	Wattmetro 300 W Z = 50 Ω
P11	RX	10d	1.000	30.000	D1-Fig. 1	½TC15	+ T101a	+ dB Audio Out.	30.000 kHz 1 µV (1 kHz Beat)
P12	TX	10a	0	28.000	D2-Fig. 1	+TC5		+ Max TX W.	Wattmetro come P10
P13	RX	10a	0	28.000	D2-Fig. 1	+TC15		+ dB Audio Out.	28.000 kHz 1 µV (1 kHz Beat)
P14	TX/RX	ripetere operazioni ai punti P10 a P13 e sigillare i controlli							
P15	TX	15	0	21.000	D3-Fig. 1	+TC4/TC9		+ Max TX W.	Wattmetro come P10
P16	RX	15	0	21.000	D3-Fig. 1	+TC14		+ dB Audio Out.	21.000 kHz 1 µV (1 kHz Beat)
P17	TX/RX	ripetere operazioni ai punti P15 a P16 e sigillare i trimmer							
P18	TX	20	0	14.000	D4-Fig. 1	+TC3/TC8		+ Max TX W.	Wattmetro come P10
P19	RX	20	0	14.000	D4-Fig. 1	+TC13		+ dB Audio Out.	14.000 kHz 1 µV (1 kHz Beat)
P20	TX/RX	ripetere operazioni ai punti P18 a P19 e sigillare i trimmer							
P21	TX	80	1.000	4.000	D5-Fig. 1	½TC1/TC6	+T105/106	+ Max TX W.	Wattmetro come P10
P22	RX	80	1.000	4.000	D5-Fig. 1	½TC11		+ dB Audio Out.	4.000 kHz 1 µV (1 kHz Beat)
P23	TX	80	500	3.500	D6-Fig. 1	+TC1/TC6		+ Max TX W.	Wattmetro come P10
P24	RX	80	500	3.500	D6-Fig. 1	+TC11		+ dB Audio Out.	3.500 kHz 1 µV (1 kHz Beat)
P25	TX/RX	ripetere operazioni ai punti P21 a P24 e sigillare i controlli							
P26	TX	40	0	7.000	D7-Fig. 1	+TC2/TC7		+ Max TX W.	Wattmetro come P10
P27	RX	40	0	7.000	D7-Fig. 1	+TC12		+ dB Audio Out.	7.000 kHz 1 µV (1 kHz Beat)
P28	TX/RX	ripetere operazioni ai punti P26 a P27 e sigillare i trimmer							

PIANO DI TARATURA TRAPPOLE

P29	RX	Band	VFO	Freq./kHz	Trap. Freq.	Nucleo	— Min.	CW Gener. o altro RX
P29	RX	40	0	7.000	6020 kHz	T 107	—LSB Audio	6020 kHz 100 µV/10 mV Z = 50 Ω
P30	RX	40	100	7.100	5920 kHz	L 29	—LSB Audio	5920 kHz 100 µV/10 mV Z = 50 Ω
P31	RX	10b	600	28.600	USB x 9	L 22	—USB Audio	100 kHz Marker
P32	TX	20	350	14.350	14520 kHz	T 113	—S'Meter di	Altro RX sint. su 14.520 kHz
P33	TX	20	0	14.000	3178,5/USB	T 115	—S'Meter di	Altro RX sint. su 14.340 kHz
P34	TX	15	200	21.200	21180 kHz	L 28	—S'Meter di	Altro RX sint. su 21.180 kHz
P35	TX	10a	500	28.500	6360 1ª IFx2	T 114	—S'Meter di	Altro RX sint. su 28.160 kHz
P36	TX/RX	ripetere più volte le operazioni e sigillare i nuclei						

RESISTANCE CHART

MJ NO. / PIN NO.	1	2	3	4	5	6
1	E	E	E	E	E	E
2	E	E	150	E	0	10K
3	300	0	10	0		4K
4	3K	E	∞		10K	10K
5	300	10K	350	∞	200	30K
6	200	E	1K	E	5	50K
7	E	10	E	0	E	3K
8	0	E	0	1K	5K	6K
9	3K	200	10K	10K	1K	200
10		E	3K	50K	10	0
11	20	∞	10	E	50K	3K
12	200	E	1K	100	3K	10
13	200	0	3	∞	200	200
14	10	E	E	200	500	10
15	0	100	0	10	—	50K
16	0	100	∞	10	—	0
17	100	E	∞		—	∞
18	E	E	0	E	—	E
19	—	—	10	E	—	—
20	—	—	200	—	—	—
21	—	—	200	—	—	—
22	—	—	E	—	—	—

VALUES ARE IN OHMS.

Fig. 6 - Controlli di resistenza tra i contatti di tutti i moduli del ricetrasmettitore rispetto a massa.

in antenna/RX a frequenza di 2ª conversione impedendo di entrare in antenna sotto forma di frequenza di immagine o per intermodulazione, segnali di disturbo operanti a frequenza di 2ª IF 6020/5520 kHz.

DIMOSTRAZIONE di TARATURA P34

FT-277 - sintonizzato al punto P34 (Condizioni TX/TUNE (Max Out) Avviene la commutazione di scambio in antenna del Generatore con il Wattmetro

Band - 15 m

VFO - 200 Unit kHz

Frequenza - 21.200 kHz

Preselector - Massima Potenza

Freq. Rison. Trapp. - 21.180 kHz

Nucleo - L28 (da regolare)

- Minimo - Minimo di S'Meter su altro RX sintonizzato su 21.180 kHz

Con questo procedimento è stata eseguita la taratura del circuito trappola interessato alla banda dei 21 MHz a eliminazione di spurie risultanti dalla 1ª conversione TX in relazione a frequenze di iniezione di (VFO x2) + 1ª IF es: A frequenza operativa di 21.200 kHz, il VFO oscilla a 9.000 kHz (Segnale iniettato in emitter del convertitore TX).

In base del Convertitore TX entra il segnale di Carrier a frequenza centrale di 3180 kHz, avviene quindi la conversione per sottrazione di 1ª conversione TX a 5820 kHz. La seconda conversione per sottrazione tra Oscillatore Locale 27.020 kHz e la frequenza risultante dalla 1ª conversione TX a 5820 kHz, uscirà in antenna a frequenza operativa di 21.200 kHz.

Contemporaneamente, avremo la frequenza di spuria precedentemente descritta 2xVFO = 2x9000 kHz = 18.000 kHz che si somma a irradiazione capacitiva dispersa con il segnale di Carrier a 3180 kHz a frequenza di 21.180 kHz.



rassegna delle riviste estere

a cura di L. BIANCOLI

IDEE E TECNICHE DI AVANGUARDIA

(Da «Electronique & Microélectronique Industrielles» - 11/72)

Al congresso di cardiologia di Madrid, la Siemens ha presentato, per la prima volta, un impianto per esami cardiologici con stazione di comando centralizzata, per eseguire le misure di pressioni cardiache, con registrazione automatica delle cartelle cliniche.

L'impianto consiste nel blocco di visualizzazione che illustriamo alla **figura 1**, installato nel reparto di cardio-angiografia, comprendente un televisore radiologico a grande schermo, ed un oscilloscopio ad otto canali, come pure un pannello di segnalazione che permette al medico praticante il cateterismo di dirigere con sicurezza il percorso del catetere sotto il controllo permanente della sua posizione e dei valori di misura.

I parametri misurati possono essere trascritti simultaneamente sotto forma di protocollo mediante una stampante rapida.

Oltre a ciò, l'impianto centralizzato contiene diverse apparecchiature di misura radiologiche, come pure tutti gli elementi di comando del sistema «Optimatic», necessari nelle installazioni radiologiche.

Il complesso di cardio-angiografia comprende l'amplificatore di brillanza Sirecon, e la catena di televisione Videomed, come pure la camera Sircam 70, per le riprese in successioni rapide, oppure fotogramma per fotogramma.

La rubrica cita anche un sistema di bilancia elettronica portatile che facilita la misura del peso dei mezzi di trasporto, un nuovo sistema per la trasmissione dei dati meteorologici, ed un sistema modulare di misura dimensionale, basato sull'impiego di un dispositivo per interferometria a laser, che illustriamo alla **figura 2**.

Per l'esattezza, la Società Hewlett-Packard ha concepito un nuovo sistema che effettua delle misure di allineamento e le misure di distanza, di angolo, di dirittura, ecc. Questo apparecchio è quindi in grado di definire completamente la geometria di una macchina utensile.

L'impianto può essere equipaggiato per misurare due parametri simultaneamente, usufruendo di una sola sorgente laser.

Il sistema è naturalmente modulare, e l'apparecchiatura di base, modello 5526 A, consiste in un generatore laser ed in una unità di conteggio: è quindi necessario completare l'impianto median-



Fig. 1 - Fotografia della complessa apparecchiatura di controllo a comando centrale, presentata al congresso di cardiologia di Madrid, ad opera della Siemens.

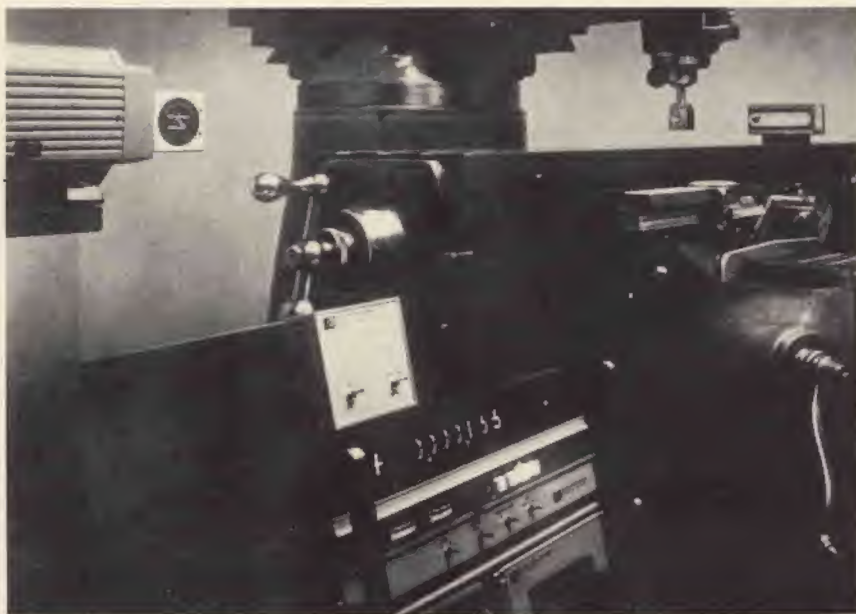


Fig. 2 - Sistema modulare di misura dimensionale, basato sullo sfruttamento dei principi di interferometria a laser.

te una o due apparecchiature facoltative per effettuare sia una misura lineare, sia una misura angolare, sia ancora una misura di allineamento.

Lo strumento è stato progettato espressamente per l'impiego sulle macchine utensili, ma la sua precisione permette del pari di sfruttarne le prestazioni in un laboratorio di metrologia.

IL RUMORE E LE MISURE RELATIVE

(Da «Electronique & Microélectronique Industrielles» - 11/72)

Sul medesimo numero della nota Rivista abbiamo notato anche questo secondo articolo, che ci sembra di notevole interesse, soprattutto in quanto lo argomento è oggetto di studi da diversi anni, per porre rimedio ad uno degli inconvenienti principali che caratterizzano il modo di vivere della nostra epoca.

Tra i diversi tipi di aggressioni che l'ambiente compie nei confronti dello individuo, il rumore è indubbiamente la manifestazione che influenza in modo più rilevante il comportamento di ciascuno.

In pratica, l'atmosfera rumorosa è infatti notoriamente causa di esaurimento nervoso e di affaticamento.

Il compito di misurare e di controllare il rumore è quindi di primaria importanza, agli effetti della salute generale.

L'articolo, che occupa uno spazio relazionale notevole, precisa in primo luogo alcune definizioni nel campo della sonometria: in particolare, chiarisce i concetti principali relativi alla valutazione del suono, in funzione della sua intensità assoluta, e dell'intensità relativa, rispetto al volume ambientale entro il quale i suoni si propagano. Per l'esattezza, viene chiarito il concetto fondamentale, secondo il quale un determinato livello sonoro assoluto può essere considerato trascurabile in un ambiente vasto, e può invece diventare intollerabile in un ambiente ridotto.

Il paragrafo successivo chiarisce alcuni concetti fondamentali relativi alle grandezze che vengono prese in considerazione negli studi di questo genere. Ad esempio, viene chiarito il concetto di pressione acustica, che viene espressa naturalmente in funzione del rapporto tra due potenze di riferimento.

La **figura 3** mostra il famoso grafico che esprime la sensibilità tipica dello orecchio umano in funzione delle diverse frequenze. Da questo grafico si rilevano due dati particolari: in primo luogo, il fatto che per la frequenza di 1.000 Hz i livelli in decibel ed in phon si equivalgono; in secondo luogo, il grafico mette in evidenza il fatto che il livello inferiore di soglia di udibilità è notevolmente più elevato per le frequenze basse che non per quelle centrali, e che aumenta anche rispetto alle frequenze centrali per le frequenze acute, sebbene in minor misura.

Osservando questo grafico, si nota infatti che un suono alla frequenza di 50 Hz deve avere un livello minimo di oltre 50 dB, pari a 0 phon, per poter essere udito da un orecchio umano normale, mentre lo stesso livello di 0 phon corrisponde a 0 dB per un suono avente la frequenza di 1.000 Hz. Infine, il livello inferiore di soglia ammonta a circa -10 dB, pari sempre a 0 phon, per un suono la cui frequenza sia compresa tra 3 e 4 kHz.

Per contro, la soglia del dolore, che corrisponde all'ultima curva superiore, denota livelli che presentano minori differenze col variare della frequenza.

In base a questo grafico, è quindi intuitivo stabilire il comportamento dello orecchio umano nei confronti dei suoni di varia frequenza.

Dopo aver chiarito anche questo concetto fondamentale, sul quale si basano

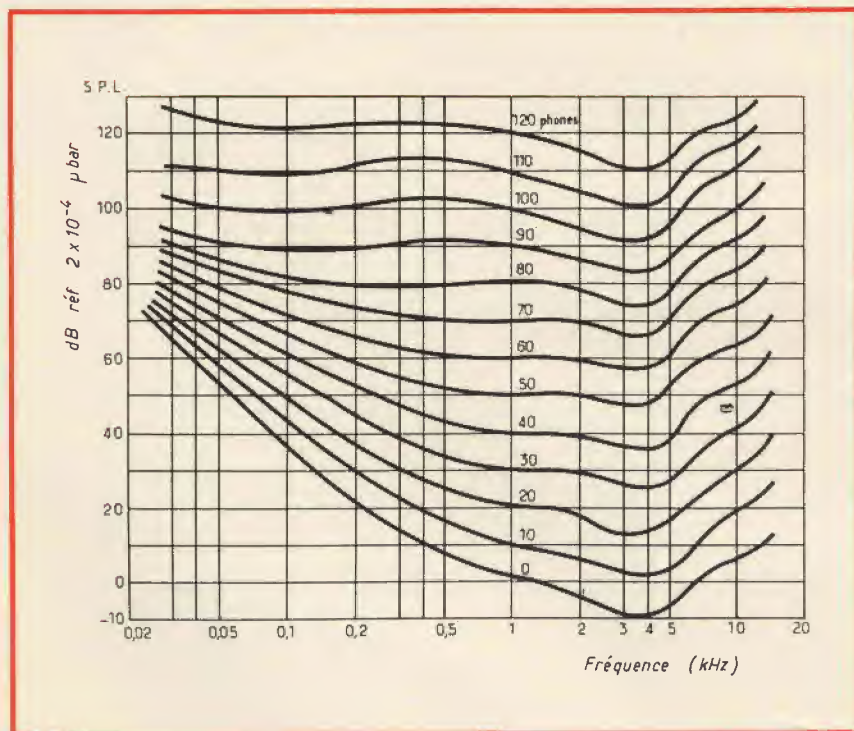


Fig. 3 - Grafico illustrante le curve di Fletcher-Munsen, con le quali vengono chiaramente definite le relazioni che intercorrono tra la sensibilità dell'orecchio umano alle varie frequenze, ed i livelli sonori espressi in decibel ed in phon.





Fig. 4 - Aspetto di un fonometro di produzione Bruel & Kjaer. L'apparecchiatura di base è munita di un microfono piezoelettrico, funzionante nella gamma 20 e 10.000 Hz.

Fig. 5 - Ecco un altro fonometro, e precisamente il modello 1563 della General Radio. La gamma dinamica di questo strumento è compresa tra 40 e 150 dB.

tutti gli studi di elettroacustica, l'Autore considera le grandezze psicologiche e fisiologiche nel campo sonoro, con particolare riferimento alla differenziazione tra ciò che consideriamo suono, e ciò che consideriamo rumore.

In seguito, l'articolo analizza i diversi sistemi di misura del livello sonoro, ed a tale riguardo descrive abbastanza dettagliatamente una interessante serie di strumenti, noti normalmente sotto il termine di fonometri, di cui la **figura 4** rappresenta un esemplare tipico. In genere, si tratta di amplificatori lineari provvisti di un microfono molto sensibile, alla cui uscita è presente uno strumento ad indice, la cui scala è tarata direttamente in decibel. In tal modo, esponendo il microfono alla sorgente sonora, e regolando opportunamente la sensibilità del dispositivo, è possibile conoscere direttamente l'intensità relativa del suono, e valutarne il livello in rapporto alla sensibilità dell'orecchio umano.

Il modello illustrato alla citata figura 4 è di produzione Bruel and Kjaer, mentre l'esemplare il cui aspetto è illustrato alla **figura 5** è di produzione General Radio: questo secondo apparecchio è molto compatto, ed è munito di un microfono ceramico in grado di coprire tutto il campo di frequenze compreso tra 30 Hz e 12 kHz.

Non sono naturalmente questi gli unici modelli di fonometri disponibili in commercio, come dimostra l'articolo che ne illustra altri numerosi esemplari. Oltre a ciò, nell'articolo viene precisata anche la differenza che sussiste tra un fonometro di tipo convenzionale ed un analogo strumento di tipo professionale, munito cioè di selettori di ottava, tramite i quali è possibile non solo misurare il livello generico di un suono complesso, ma anche misurarne il livello in riferimento a determinate gamme di frequenze, aventi appunto l'estensione di una ottava.

L'articolo è perciò di particolare interesse per chi si occupa di acustica e di elettroacustica.

UN DUPLICATORE DI TENSIONE SENZA TRASFORMATORE ED ALTRE NOVITA'

(Da «Electronic Design» - 12/72)

Lo schema che riproduciamo alla **figura 6** rappresenta il circuito elettrico del duplicatore di tensione senza tra-

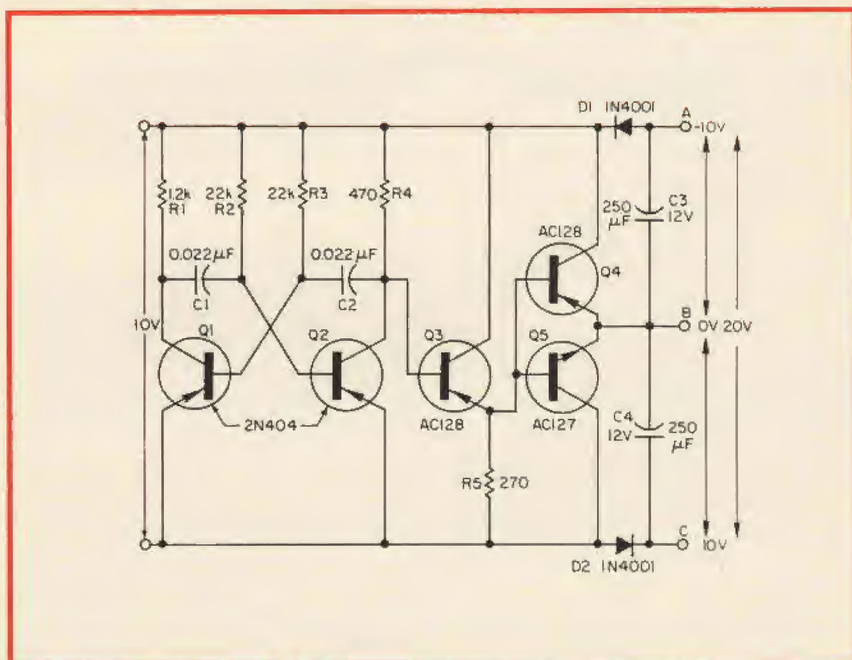


Fig. 6 - Schema elettrico del duplicatore di tensione senza trasformatore, caratterizzato da un buon effetto di regolazione della tensione di uscita.

sformatore, caratterizzato da una buona regolazione di uscita.

L'impiego di sorgenti di alimentazione simmetriche positiva e negativa può spesso semplificare le caratteristiche funzionali di un circuito. Sfortunatamente, ciò aumenta però anche le dimensioni ed il peso delle apparecchiature mobili o portatili, a causa della necessità di disporre di batterie supplementari.

Ebbene, nel caso del duplicatore di tensione illustrato viene superato questo inconveniente, col vantaggio supplementare di una migliore regolazione rispetto ai duplicatori di tensione in cascata di tipo convenzionale.

In questo dispositivo, gli stadi Q1 e Q2 costituiscono un normale multivibratore. Q3 serve da stadio di adattamento dell'impedenza tra il suddetto multivibratore e la bassa impedenza di ingresso dell'uscita a simmetria complementare, costituita da Q4 e da Q5, che funziona come doppio stadio di commutazione in classe «B». Grazie a questo particolare accorgimento, si ottiene un grande miglioramento delle prestazioni e dell'effetto di regolazione.

Uno qualsiasi dei tre terminali, A, B o C, può essere usato come punto comune di uscita, rispettivamente per ottenere le seguenti tensioni:

— Tra A e B una tensione di 10 V, con polarità negative in A, e positiva in B.

— Tra B e C una tensione continua di 10 V, con polarità negativa in B e positiva in C.

— Tra A e C una tensione continua di 20 V, con polarità negativa in A e positiva in C.

Nell'ultimo caso, è evidente che il punto di riferimento B costituisce la presa intermedia dell'uscita a 20 V, per cui questa tensione può essere considerata simmetrica, nel senso che viene distribuita secondo la disposizione —10/0/+10 V.

La resistenza di uscita di questo circuito ammonta a 10 Ω. Le tensioni di uscita sono di 18,25 e di 17,25 V per correnti a carico continuo rispettivamente di 100 e di 200 mA. In assenza di carico, la tensione di uscita ammonta invece a 19,25 V, ed inoltre dalla sorgente a 10 V viene derivata una corrente di 33 mA.

E' però possibile ottenere una gamma più ampia di tensioni di uscita e di correnti, variando opportunamente la tensione di alimentazione, il tipo dei transistori usati, e la frequenza di funzionamento del multivibratore.

Questo schema viene descritto nella rubrica della Rivista intitolata «Ideas for designers», ossia idee per i progettisti, nella quale viene descritto anche il rivelatore di «zero-crossing» esente da fenomeni di isteresi, munito di comparatore complementare, il cui schema elettrico è illustrato alla **figura 7.**

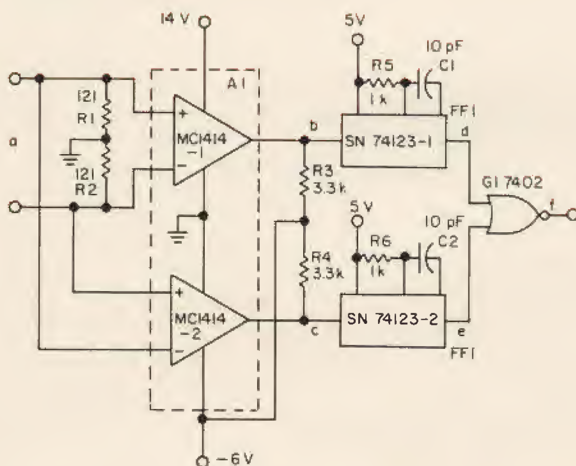


Fig. 7 - Schema elettrico del comparatore di tensione complementare col quale vengono ridotti al minimo i problemi di isteresi nel rivelatore di «zero-crossing».

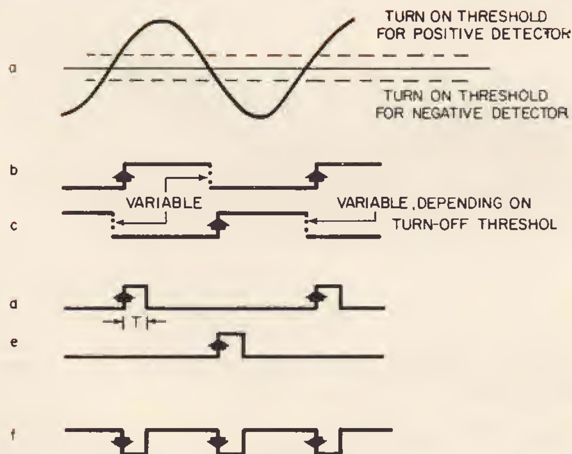


Fig. 8 - Rappresentazione grafica delle funzioni che vengono svolte nel comparatore di tensione complementare di cui alla figura 7.

Il comparatore A, viene collegato come rivelatore differenziale di tipo complementare: dal momento che entrambi i comparatori fanno parte del medesimo «chip», le relative soglie di commutazione risultano automaticamente adattate.

Tuttavia, tali soglie possono differire da quelle di inversione, a secondo degli effetti di isteresi e delle variazioni di inclinazione dei segnali, durante i tratti in salita ed in discesa.

I resistori R3 ed R4 assorbono una certa intensità di corrente, il cui valore viene consigliato direttamente dal fabbricante del comparatore.

Con i valori dei componenti illustrati nello schema, il circuito è in grado di rivelare segnali analogici a modulazione di frequenza, con componenti a frequenza elevata fino al valore massimo di 5 MHz. Il responso alla frequenza dipende dal tempo di ripristino dello amplificatore operazionale A_1.

Per meglio chiarire le prestazioni di questo circuito, la **figura 8** rappresenta la forma d'onda tipica del segnale, e — sempre in forma grafica — gli effetti di commutazione che ciascun semiperiodo provoca, secondo la sua polarità.

Infine, nella stessa rubrica viene descritto un sistema di stabilizzazione a diodo zener che consente di disporre di una sorgente di riferimento di tensione costante per gli amplificatori operazionali, il cui schema elettrico viene riprodotto alla **figura 9.**

In un circuito a riferimento di tensione, impiegante un amplificatore operazionale, viene usata la tensione presente ai capi di un diodo zener per determinare e stabilizzare l'intensità della

corrente che scorre attraverso il diodo.

Con questo sistema si evita la necessità di ricorrere all'impiego di un dispositivo di compensazione manuale.

Il rapporto di reiezione della tensione di alimentazione da parte dell'amplificatore operazionale assicura che la corrente che scorre attraverso il diodo zener rimanga stabile durante le eventuali fluttuazioni della tensione di alimentazione originale.

Adottando i valori illustrati per i componenti, è possibile ottenere caratteristiche dinamiche del circuito agli effetti della stabilità, che si approssimano a quelle dello stesso diodo zener. Il circuito illustrato funziona con una tensione di alimentazione compresa tra 10 e 36 V. L'impiego dell'amplificatore operazionale tipo 741 permette di ottenere variazioni della tensione di uscita inferiori ad 1 mV, con una gamma di temperature compresa tra 0 e 100 °C.

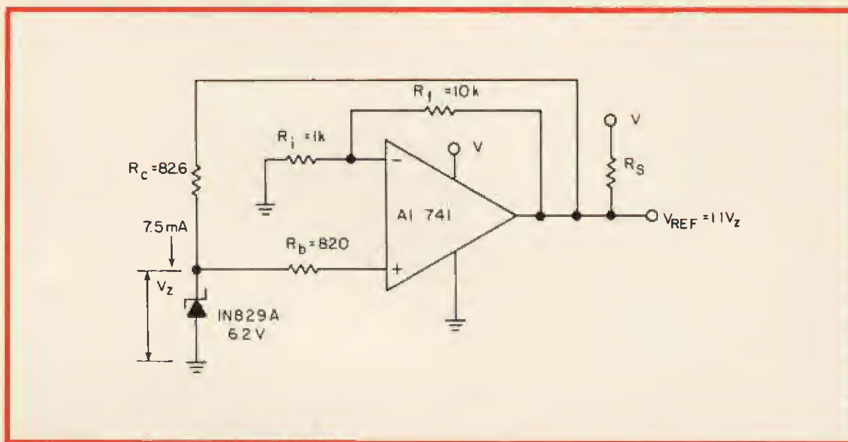


Fig. 9 - Schema dettagliato del sistema di stabilizzazione a diodo zener, col quale viene prodotta la tensione di riferimento per amplificatori operazionali.

IL CONTROLLO DELLA CORRENTE ANODICA NEI TRASMETTITORI SSB

(da «CQ» - 12/72)

L'argomento viene introdotto con una domanda molto pertinente, relativa al fatto che il controllo della corrente anodica dello stadio finale non è cosa semplice, a causa delle continue fluttuazioni dell'indice.

In questo campo specifico, la maggior parte degli strumenti indica approssimativamente il valore medio della corrente, mentre è necessario valutare tale valore con la massima precisione possibile, onde evitare di superare la potenza massima consentita dalla legge.

Dal momento che si ricorre all'impiego di strumenti di vario tipo, e che tutti forniscono valori differenti quando il funzionamento è in banda laterale singola, si ritiene che la maggior parte di essi forniscano indicazioni troppo rapide, e che tendano quindi a raggiungere troppo facilmente i valori di picco. Di conseguenza, limitando la lettura al solo valore medio, si ottengono indicazioni più precise ed efficaci.

L'idea consiste nello sfruttare le costanti di tempo controllate, pari — in questo caso particolare — alla quarta parte di un secondo.

Il dispositivo è quello illustrato alla **figura 10:** la chiave del circuito è un amplificatore operazionale, che viene usato per isolare la corrente dalla sorgente di alimentazione anodica, convertendola in un segnale che può essere elaborato attraverso la rete di modifica della forma d'onda.

Il segnale di ingresso viene sviluppato dalla corrente anodica ai capi di un resistore del valore di 0,1 Ω, con precisione dell'1%, e precisamente R1.

I diodi D1 e D2 vengono aggiunti per eliminare qualsiasi impulso che potrebbe danneggiare l'amplificatore operazionale. I resistori R2, R4, R5, R7 ed R8 predispongono il guadagno di questa unità, che deve presentare un valore pari approssimativamente a 100. R6 è inoltre un controllo che permette di regolare il guadagno, agli effetti della messa a punto.

L'amplificatore presenta un rapporto di reiezione di modo comune più che soddisfacente, ed il circuito è sostanzialmente un amplificatore differenziale in corrente continua.

Quando l'intensità della corrente che scorre attraverso R1 è pari ad 1 A, con una caduta quindi di 0,1 V, il circuito rende disponibile una tensione pari approssimativamente a 10 V in corrispondenza del terminale numero 10 dell'amplificatore operazionale.

Questa unità è internamente compensata, ed un potenziometro di azzeramento, R9, viene sfruttato per predisporre al valore di «zero» l'uscita, in assenza di corrente attraverso R1.

La **figura 11** rappresenta il metodo più semplice per ottenere l'alimentazione del circuito di misura, attraverso il quale è possibile rilevare i valori di picco ed i valori medi. Si tratta di un rettificatore a ponte, che fornisce separatamente due tensioni continue di uscita, entrambe di 15 V, di cui una positiva ed una negativa rispetto a massa.

L'articolo, oltre alla descrizione dettagliata del dispositivo, comprende anche un paragrafo che ne descrive la messa a punto ed il collaudo. A tale riguardo occorre innanzitutto accertare che la tensione fornita dalla sezione di alimentazione sia pari esattamente a 15 V, dopo di che viene suggerito di collegare un voltmetro per corrente continua al terminale numero 10 dell'amplificatore operazionale, e regolare il potenziometro di azzeramento, R9, fino ad ottenere una indicazione nulla in assenza di corrente attraverso R1.

In seguito, viene suggerito di predisporre una tensione di 0,1 V ai capi di R1, e di mettere in funzione la sezione lineare, applicando una portante fino ad ottenere una tensione di circa 0,5 V sul voltmetro. Ciò corrisponde ad un'intensità di corrente di 500 mA attraverso lo stadio finale.

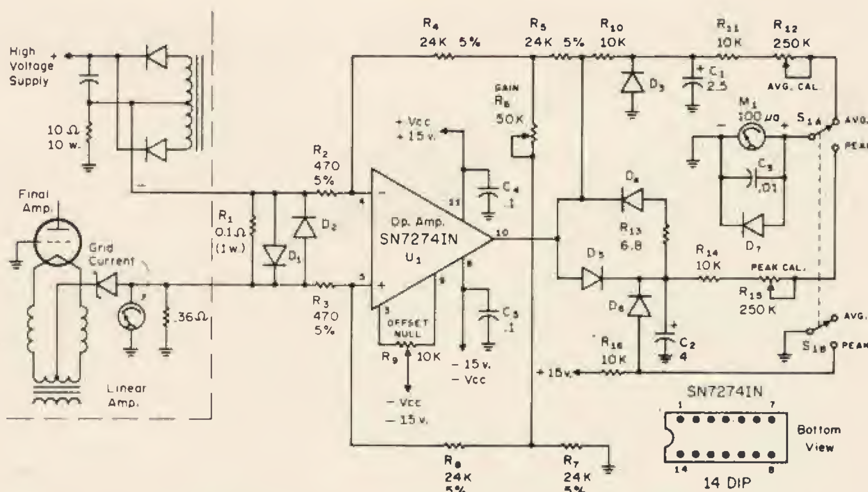


Fig. 10 - Schema dettagliato del circuito per la misura dei valori di picco e medi della corrente anodica dello stadio finale dei trasmettitori funzionanti in SSB, per il controllo efficace della potenza di trasmissione.

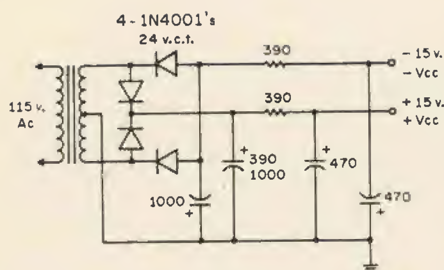


Fig. 11 - Semplice sezione di alimentazione per il circuito di cui alla figura 10: questa sezione rende disponibili due tensioni continue, entrambe di 15 V, ma con diversa polarità rispetto al terminale comune di massa.

Se la sezione lineare non è in grado di sopportare questi valori, è possibile usare un'intensità inferiore della corrente, modificando gli altri valori in modo conforme.

Mantenendo la medesima corrente in R1, si sposta quindi S1 sulla posizione di picco, e si regola R15 fino ad ottenere l'indicazione pari a 50, sullo strumento da 100 μA fondo scala.

Quest'ultima operazione completa la taratura dello strumento. In alcuni casi, può accadere che l'indice non ritorni a zero in assenza di corrente, il che è però di scarsa importanza, in quanto si tratta semplicemente di effettuare una nuova regolazione di R9.

Nell'articolo si precisa che, una volta realizzato, questo dispositivo rende il funzionamento del trasmettitore assai più sicuro e conforme alle prescrizioni.

Fig. 12 - Schema semplificato della complessa apparecchiatura basata sull'impiego di un sistema a raggi elettronici, con la quale sembra sia possibile allestire su di un «chip» di pochi millimetri quadrati di superficie un circuito elettronico di notevole complessità.

100.000 COMPONENTI SU 4 mm²
(Da «Inter Electronique» - 1/73)

E' possibile che l'impiego dei raggi elettronici stia per rivoluzionare la tecnica di fabbricazione dei circuiti integrati? E' difficile rispondere a questa domanda, anche se le apparecchiature basate su questa nuova tecnica cominciano a fare la loro comparsa ufficiale sui mercati mondiali.

Questo è comunque il principio in base al quale la Sogeme, del gruppo Thomson-Brandt, prevede di commercializzare un nuovo dispositivo elettronico funzionante con una precisione di 0,1 micron.

Questo apparecchio abbina un comando per minicalcolatore, un sistema di esplorazione mediante fascio elettronico, ed un tavolo a movimenti incrociati per misure interferometriche mediante il laser, con una disposizione illustrata in modo schematico alla **figura 12.**

Mentre i metodi tradizionali permettono di ottenere delle lastre fotografiche la cui sottigliezza del tracciato raggiunge il valore di 0,6 micron, la nuova apparecchiatura apre la via a densità che potrebbero raggiungere il valore di 100.000 transistori su «chip» di silicio di pochi millimetri quadrati di superficie. Questa tecnica, associata a quella della implantazione ionica, permetterebbe di raggiungere prestazioni adatte alle produzioni di serie.

Per fabbricare dei circuiti integrati, è necessario delimitare su di una piastrina di silicio puro delle zone all'interno delle quali si provvede alla diffusione delle impurità. A seconda della complessità del circuito, si produce da qualche diecina a diverse migliaia di circuiti integrati su di un «wafer» del diametro di qualche centimetro.

Nel procedimento più corrente, si parte da un disegno unico a grande scala del circuito, oppure più esattamente di ciascuna maschera, nel senso che sono necessarie diverse maschere per realizzare un unico circuito.

Questo disegno viene successivamente ridotto e ripetuto, in quanto le macchine impiegate costituiscono il coordinatografo ed il fotoripetitore.

Le macchine presentano caratteristiche di precisione meccanica ed ottica assai rigide, dell'ordine cioè del micron.

La **figura 13** rappresenta appunto una di tali attrezzature, che, sebbene molto complesse, funzionano ormai in modo semplice, grazie soprattuto all'impiego delle apparecchiature elettroniche di controllo.

Secondo la nuova tecnica, sarà quindi possibile ottenere su di una superficie minima la presenza di numerosissimi componenti, il che costituisce un ulteriore progresso nel campo specifico della miniaturizzazione. In determinati casi, si fa uso di un mini-ordinatore, per semplificare il procedimento, grazie alla disponibilità di semplici linguaggi de-

scrittivi dei motivi di disegno della maschera, nel senso che ciascuno di essi viene descritto tramite un punto di origine, ed i relativi parametri. Questa operazione resta assai semplice in quanto i motivi suddetti sono generalmente riferiti a strutture rettangolari.

Qualunque sia la sottigliezza dei tratti delle maschere, la precisione del tracciato sul «photoresist» viene limitata dai fenomeni di diffrazione e di diffusione della luce a raggi ultravioletti. I tratti presentano in pratica dimensioni del medesimo ordine della lunghezza d'onda della luce.

Questo problema scompare con l'impiego dei raggi elettronici, in quanto la definizione che è teoricamente possibile raggiungere, è diversi milioni di volte migliore che non con la luce. D'altro canto, l'energia trasportata dei raggi elettronici è notevolmente maggiore, per cui è possibile impiegare delle ottiche la cui distanza focale risulti notevolmente più piccola.

Sebbene non si tratti di una tecnica rivoluzionaria, l'articolo è ovviamente interessante per chiunque voglia mantenersi al corrente nel campo dei progressi che vengono conseguiti agli effetti della produzione industriale dei circuiti integrati.

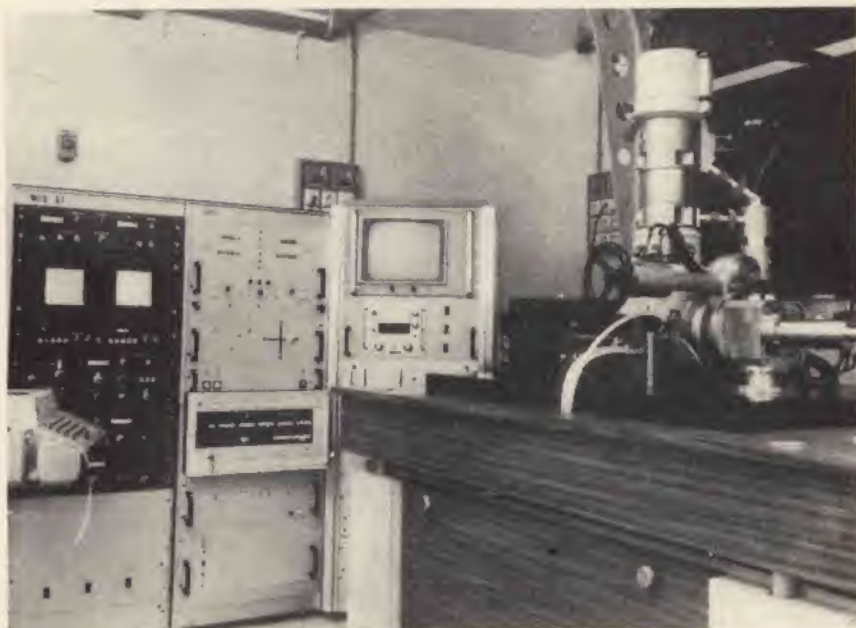


Fig. 13 - Fotografia della complessa apparecchiatura il cui schema a blocchi è stato illustrato alla figura 12.

I GENERATORI ALLO STATO SOLIDO

(Da «Electronique Professionnelle» - 2/73)

A partire dalla frequenza di 400 o 500 MHz, non è più possibile realizzare dei circuiti accordati aventi costanti localizzate. In effetti, le induttanze si riducono a poche spire del diametro dell'ordine del millimetro, e la loro sintonia deve essere effettuata tenendo conto delle capacità parassite degli stadi di cui esse fanno parte.

Di conseguenza, la qualità dei circuiti risonanti non è più interessante a causa del basso coefficiente di sovratensione.

I fabbricanti di generatori funzionanti in UHF o in SHF a frequenza variabile si distinguono secondo la tecnologia impiegata per risolvere i problemi di carattere meccanico. Vale quindi la pena di chiarire questo argomento, mettendo in evidenza quali sono i punti più salienti relativi alle difficoltà che vengono riscontrate in questo campo.

Dal momento che i collegamenti vengono ridotti estremamente rispetto a quelli che caratterizzano i circuiti funzionanti con frequenze maggiori, è possibile associare un transistore ad una linea accordata, per realizzare un oscillatore funzionante su frequenze dell'ordine del Gigahertz. Ciò impone però che la tecnologia del dispositivo a semiconduttore sia di tipo particolare, e che le sue caratteristiche meccaniche si prestino a questo tipo di connessione.

La prima soluzione che sorge spontaneamente consiste nell'impiego di una linea coassiale disposta nel circuito del collettore, in quanto l'accoppiamento viene in tal caso assicurato ad opera delle capacità intrinseche delle giunzioni. Per far poi variare la frequenza, si allunga o si accorcia la lunghezza attiva della linea.

Se la scelta cade su di una linea in quarto d'onda cortocircuitata, viene spostato il fondo otturato della struttura coassiale, per ottenere la regolazione della frequenza, come si osserva in (A) alla **figura 14**.

Dal momento che il collegamento di cortocircuito viene applicato senza difficoltà sia sul conduttore centrale che sulle pareti esterne, gli attriti sono naturalmente piuttosto delicati. Di conseguenza, i contatti elettrici risultano più o meno buoni nelle zone della linea nelle quali esistono dei «ventri» di corrente.

Per evitare questi inconvenienti, si può usare una linea a mezza onda aperta,

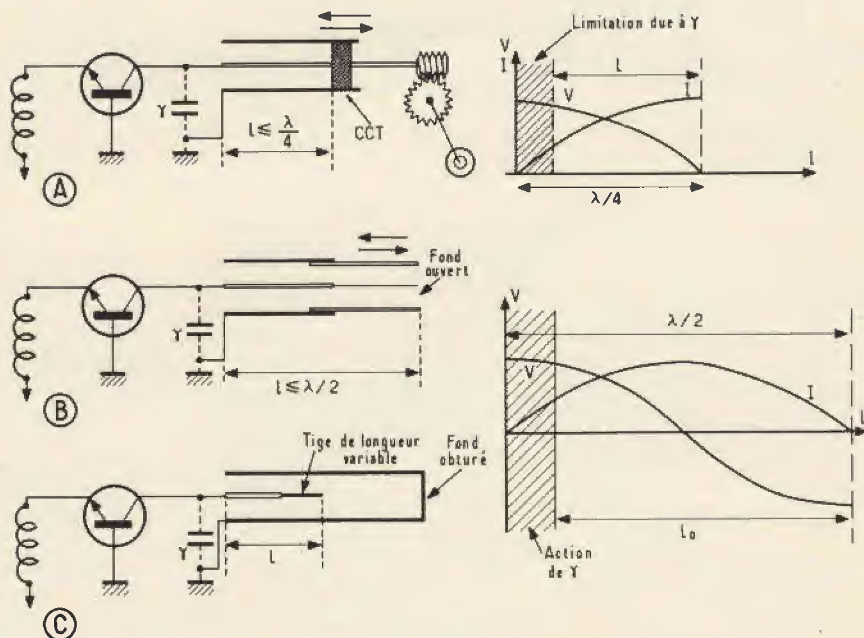


Fig. 14 - Esempi di circuiti oscillatori a linee risonanti: in (A) la linea è cortocircuitata, in quarto d'onda. In (B) la linea è a mezza onda di tipo aperto, mentre in (C) si tratta di una linea a mezza onda, del tipo a cavità.

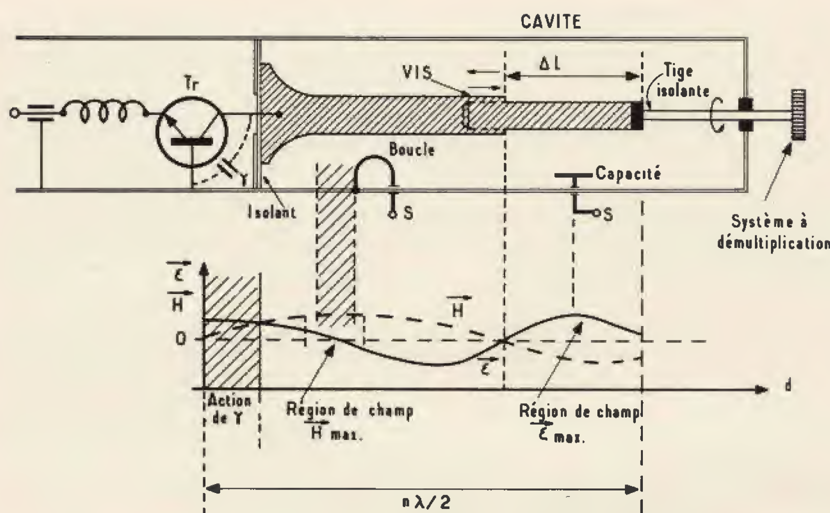


Fig. 15 - Dettagli costruttivi della linea a cavità a mezza onda, basata sul sistema di P. Fontaine.

del tipo illustrato in (B). In tal caso, per ottenere la sintonia, è sufficiente far scorrere i tubi uno nell'altro nelle regioni nelle quali il campo elettrico è più debole, allo scopo di evitare le cosiddette rotture di impedenza.

Sfortunatamente, un dispositivo di questo genere presenta l'inconveniente di irradiare un segnale di notevole intensità attraverso il fondo aperto.

Ebbene, la soluzione scelta dalla P. Fontaine consiste in una linea a mezza onda realizzata come una cavità, del tipo visibile in (C). Il fondo viene in questo caso chiuso, ed il conduttore centrale viene più o meno allungato, ottenendo in tal modo la variazione necessaria agli effetti della sintonia.

La **figura 15** rappresenta il particolare della tecnica di fabbricazione della linea a mezza onda, corrispondente alla versione (C) della figura 14. Come è possibile rilevare, si tratta sostanzialmente di una cavità la cui parte centrale è regolabile mediante un comando meccanico esterno, che consente di variare il grado di penetrazione del pistone all'interno della struttura coassiale, variando in tal modo l'induttanza del carico di collettore, che — reagendo nei confronti del valore capacitivo — costituisce il circuito risonante a caratteristica variabile, col quale viene appunto ottenuto l'accordo agli effetti della frequenza di funzionamento.

L'argomento non considera soltanto la tecnica di sintonia per la realizzazione dei generatori allo stato solido, ma si occupa anche della regolazione di ampiezza dei segnali, mediante i sistemi di attenuazione che presentano le medesime caratteristiche critiche a causa del valore elevatissimo delle frequenze in gioco.

A titolo di esempio, riproduciamo alla **figura 16** la struttura tipica di un attenuatore a pistone, nel quale la variazione dell'ampiezza del segnale viene ottenuta con un comando meccanico attraverso il quale la parte centrale del sistema a pistone viene introdotta o estratta rispetto alla camera cilindrica, per diminuire le superfici dei due elettrodi.

In pratica, l'oscillatore alimenta un collegamento coassiale che viene chiuso su di un carico adattato all'impedenza caratteristica della linea. La trasmissione di energia viene effettuata mediante onde progressive, vale a dire senza onde stazionarie, in quanto la potenza viene completamente dissipata da R_c.

Sono previsti degli orifizi circolari in due diverse posizioni della linea coassiale, nelle quali si introducono dei captatori magnetici. Questi ultimi captano i campi prodotti dal conduttore centrale, e, a causa dell'assenza di onde stazionarie nella linea, questi campi sono identici in tutti i punti della linea principale.

Uno dei captatori è fisso, mentre l'altro è mobile nella guida che si comporta quindi come un attenuatore, in quanto si sposta al di sotto della frequenza di taglio.

In questo tipo di attenuatore, la precisione è sostanzialmente meccanica. Non esiste quindi alcuna necessità di praticare una misura per confronto di tensione. E' però necessario un riferimento e precisamente il ruolo del pistone nel quale si fissa il captatore che alimenta il galvanometro di taratura.

Dopo aver chiarito questi argomenti teorico-pratici in modo sufficientemente dettagliato, l'articolo riporta altre numerose illustrazioni esplicative, e viene alla fine concluso con una tabella che raggruppa le caratteristiche principali degli

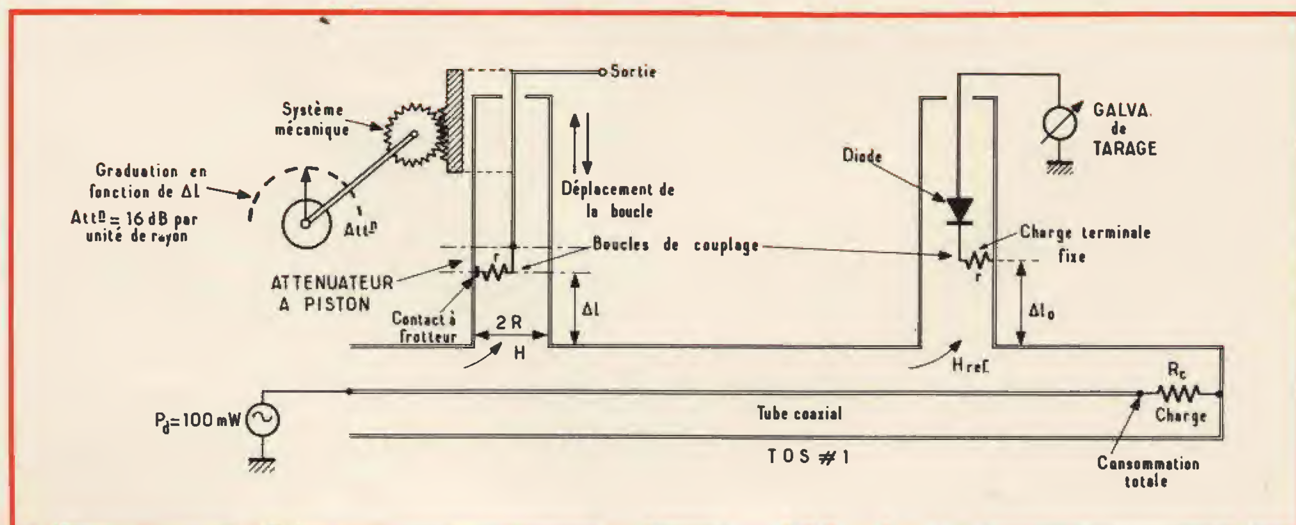


Fig. 16 - Schema semplificato illustrante la tecnica realizzativa dell'attenuatore a pistone a taratura iniziale, mediante il quale è possibile dosare con la massima precisione possibile i segnali forniti da un generatore a stato solido del tipo illustrato alla figura 15.

oscillatori a frequenza variabile, nelle loro diverse versioni, e ne illustra lo aspetto pratico e le prestazioni.

I MODULI PIEZO-ELETTRICI A DIAPASON

(Da «Electronique & Microélectronique Industrielles» - 2/73)

Già da qualche anno, i diapason piezo-elettrici occupano una posizione di notevole importanza nel campo della chiamata selettiva, come ad esempio il radiotelefono o la ricerca di personale, come pure nel campo del telecomando o delle tele-segnalazioni.

I segnali con i quali funzionano i diversi dispositivi vengono identificati esclusivamente in base alla relativa frequenza. La trasmissione di diversi segnali impone quindi la possibilità di ricezione di diverse frequenze.

I collegamenti telefonici e radio-elettrici concepiti per assicurare una buona intelligibilità delle conversazioni sono in genere previsti per trasmettere con una banda di frequenze compresa tra 300 e 3.000 Hz. E' quindi naturale che la frequenza dei segnali di chiamata o di comando debba essere scelta entro tale gamma.

Dopo questa premessa, il primo paragrafo analizza il principio di funzionamento del diapason piezo-elettrico, come quello che illustriamo a titolo di esempio nella foto di **figura 17.** Lo schema elettrico di questo dispositivo è invece riprodotto alla **figura 18,** nella quale risultano evidenti in totale cinque transistori, oltre al diapason propriamente detto, collegato in una rete del tipo L/R/C, tramite un trasformatore con rapporto 1/10.

Per l'esattezza, lo schema della figura citata è riferito ad un selettore ad un solo tono, che risponde ad esigenze specifiche. La differenza rispetto ai selettori di tipo convenzionale consiste nel fatto che il preamplificatore a due stadi costituisce l'ingresso di attacco del diapason, tramite il trasformatore elevatore di tensione, e non più direttamente attraverso un resistore.

Il componente regolabile Rr presente nel circuito di emettitore di T1 viene tarato in modo che, per un segnale unico, si ottenga una tensione di 3 V alla estremità del trasformatore, il che corrisponde ad una tensione di 0,3 V alla uscita del preamplificatore.

In queste condizioni, si ha la certezza di lavorare nel campo lineare, e quindi con una distorsione che può essere considerata trascurabile ad ogni effetto pratico.

Tutte le prove effettuate sui selettori di questo tipo permettono di assodare che è possibile applicare simultaneamente quarantatrè frequenze della trama ad intervalli di 15 Hz, senza che si manifestino rischi di sovramodulazione. La parte restante del circuito è invece identica a quella dei selettori di tipo convenzionale.

La **figura 19** è un'altra fotografia che rappresenta la struttura di un modulo Stettner, corrispondente allo schema riprodotto alla **figura 20.**



Fig. 17 - Selettore a diapason piezo-elettrico funzionante ad un solo tono.

Osservando questo schema, il funzionamento può risultare abbastanza intuitivo: è infatti possibile riscontrare che il preamplificatore comporta due stadi, seguiti dall'autotrasformatore, come nel caso precedente, ma che in questa seconda versione esistono due diapason, collegati attraverso resistori.

Dal lato secondario dei diapason, esistono ancora i medesimi circuiti, in quanto ciascuno stadio di demodulazione fa capo ad un transistore (T4 e T6), e questi ultimi costituiscono con il transistore di uscita (T7) un circuito del tipo «and», e — nel medesimo tempo — un multivibratore del tipo «Schmitt».

In assenza di tensione di ingresso, gli stadi di demodulazione non forniscono alcuna tensione continua ai transistori, per cui questi ultimi conducono. Da ciò deriva il fatto che il transistore di uscita è bloccato.

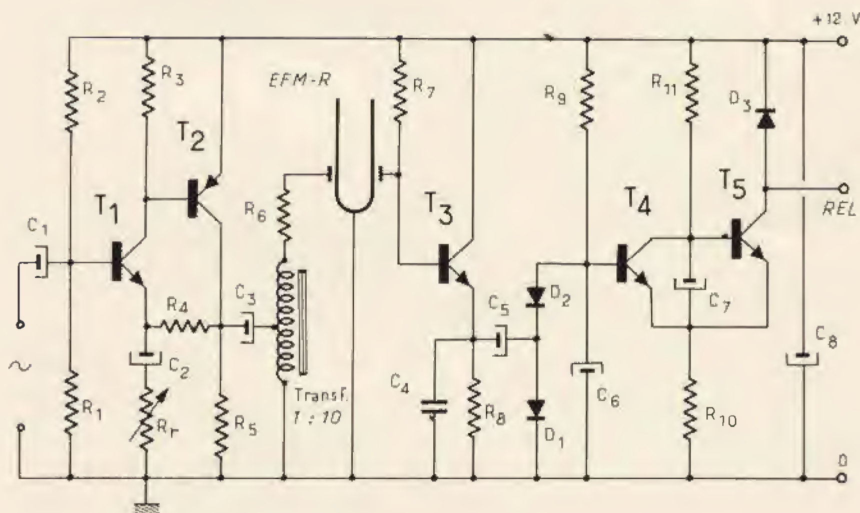


Fig. 18 - Schema elettrico del selettore a diapason di cui alla fig. 17. Questo tipo di selettore è stato previsto per collegamenti nei quali diversi segnali sono presenti contemporaneamente.

Se uno solo dei due segnali ha la medesima frequenza di risonanza di uno dei diapason, lo stadio di demodulazione corrispondente fornisce una tensione negativa che blocca lo stadio successivo, mentre l'altro transistore di entrata del multivibratore rimane in stato di conduzione: il transistore di uscita resta pertanto ancora in stato di interdizione.

E' perciò necessario che le due frequenze nominali vengano entrambe presentate all'ingresso, affinché i due stadi di demodulazione forniscano una tensione negativa che blocca ciascun transistore di ingresso del multivibratore; in questo caso — infatti — il transistore di uscita passa allo stato di conduzione, bloccando il relé associato.

L'articolo prosegue con la descrizione dei limiti di impiego dei moduli a diapason piezo-elettrici, e ne chiarisce alcuni campi particolari di applicazione: dal momento che sarebbe tedioso farne

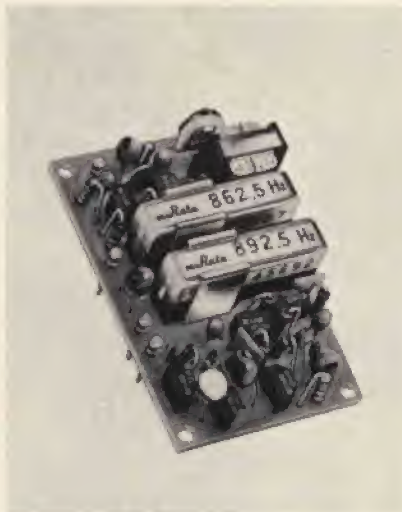


Fig. 19 - Modulo Stettner, consistente in un doppio diapason.

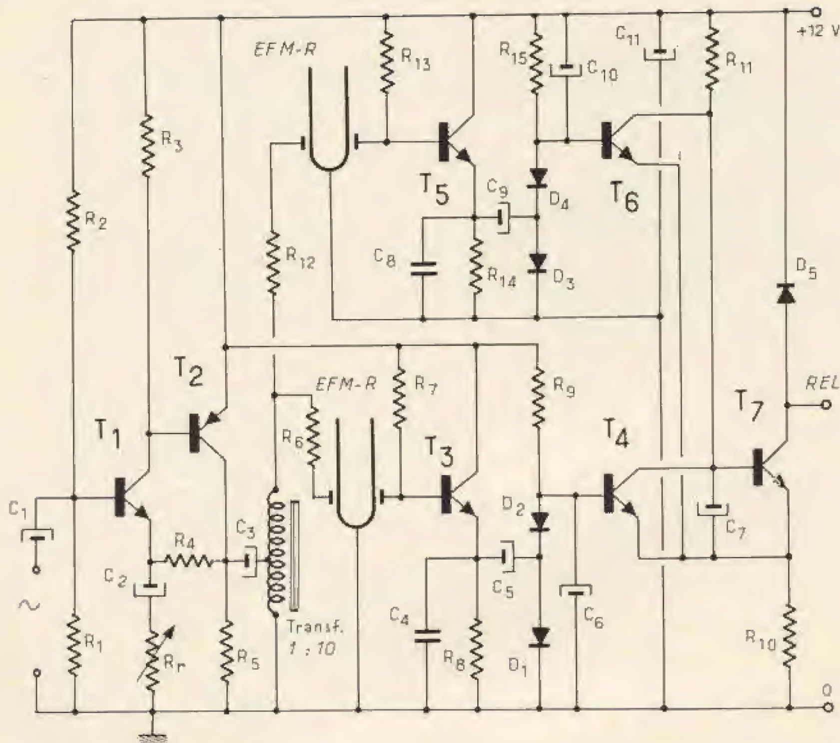


Fig. 20 - Schema elettrico del selettore a diapason piezo-elettrici a due toni, che non risponde se non quando le due frequenze di risonanza delle due unità piezo-elettriche vengono presentate contemporaneamente.

un elenco completo, l'articolo si limita a citarne gli esempi più classici.

Nel caso della chiamata selettiva nel campo della radiotelefonia, il procedimento viene impiegato nei casi in cui diversi utenti operano sulla medesima frequenza di trasmissione, ed in cui il collegamento con un corrispondente non deve essere disturbato da altri.

Ad esempio, questo caso sussiste quando una frequenza di collegamento collettivo permette a diversi utenti di comunicare tra loro, oppure quando si desidera poter entrare in collegamento con dei veicoli di una compagnia di trasporto, contemporaneamente.

E' necessario che il personale possa dedicarsi alle proprie occupazioni, senza essere continuamente distolto dalle chiamate destinate in pratica ad altre persone ben definite.

A tale riguardo, l'articolo riporta un circuito dettagliato che chiarisce come questo risultato può essere ottenuto, e cita altri casi classici, come ad esempio il telecomando mediante collegamenti radio, il telecomando tramite linee telefoniche, ecc. L'articolo viene alla fine concluso con la descrizione di alcuni esempi di realizzazioni francesi, tra cui un trasmettitore ed un ricevitore selettivi funzionanti a diapason, un comando di impianto industriale mediante un ponte scorrevole, un telecomando a vie multiple, ed un telecomando per ponti scorrevoli di trattori, funzionante con collegamenti radio.



i lettori ci scrivono

a cura di P. SOATI

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 3.000* anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

* Per gli abbonati l'importo è ridotto a lire 2.000.

Sig. SOLARI O. - Genova
Indicatore di velocità e contamiglia elettronico

Abbiamo già dato notizia su questa rubrica e nella rubrica «questo mese parliamo di...» *della reperibilità sul mercato di ottimi indicatori di velocità elettronici. Comunque in figura 1 riportiamo la fotografia di un altro strumento di questo genere e precisamente il* modello Tiger *della Finder, che è espressamente studiato per la nautica da diporto. Esso è munito di un ricevitore con quadrante, per la segnalazione della velocità istantanea e di un contamiglia azzerabile.*

Il trasduttore è del tipo ad elichetta retrattile in modo da consentirne una rapida manutenzione.

Il Tiger può essere dotato di un secondo indicatore di velocità istantanea da sistemarsi nel pozzetto (cockpit o flying bridge).



Fig. 1 - Indicatore di velocità e contamiglia elettronico Tiger (Finder) espressamente studiato per la nautica da diporto (vela e motore).

L'apparecchio è fornito in due versioni: una con scala per misure di velocità con scafi a vela, l'altra per scafi a motore.

Per le barche a vela possono essere sistemati due trasduttori, uno a sinistra l'altro a dritta, selezionabili tramite un interruttore automatico in funzione del lato di sbandamento della barca.

Le lettere del quadrante sono dipinte con vernice fosforescente che ne consente la lettura anche di notte.

L'apparecchio funziona a pile incorporate ed essendo l'assorbimento di soli 10 mA assicurano un'autonomia di oltre 500 ore.

Il costo dell'apparecchio si aggira sulle 270.000 lire.

Sigg. RODIGUERO N. - Padova, FRANCHI F. - Torino
Preparazione dei circuiti stampati

Per preparare i circuiti stampati, presso l'organizzazione di vendita della GBC Italiana è reperibile la trousse PRONT-CIRCUIT con numero di catalogo LC/0350-00 la quale contiene tutto il materiale necessario e chiare istruzioni d'impiego.

La suddetta trousse contiene:

1°) Una soluzione per l'incisione dei circuiti stampati LC/0370-00, 500 cc.
2°) Inchiostro protettivo per disegno di circuiti stampati LC/0360-00, 5 cc.
3°) Un foglio di tela smeriglio.
4°) Una cannuccia.
5°) Un pennino ad imbuto n. 10.
6°) Una serie di pannelli per circuito stampato per un totale di 400 cm².

Prima di passare all'esecuzione di un circuito di un certo impegno non sarà male che il dilettante si eserciti preventivamente adoperando delle lastrine ricavate agevolmente ritagliando con un seghetto da traforo a dentatura fitta una delle lastre fornite con la scatola.



Fig. 2 - Preparazione di un circuito stampato mediante la trousse LC-350.

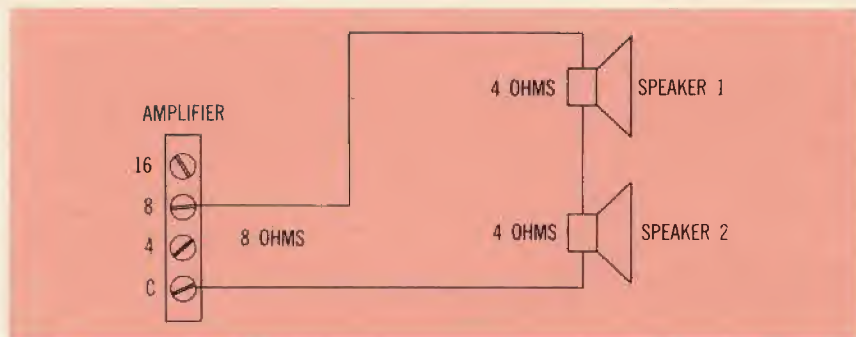


Fig. 3 - Collegamento in serie di due altoparlanti da 4 Ω ciascuno ed un amplificatore con uscita da 8 Ω.

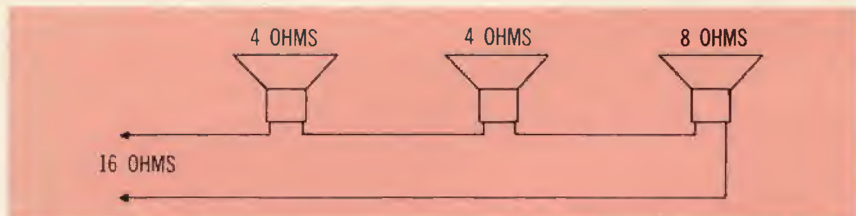


Fig. 4 - Collegamento in serie di tre altoparlanti, due da 4 Ω ed uno da 8 Ω, ad un amplificatore con uscita da 16 Ω.

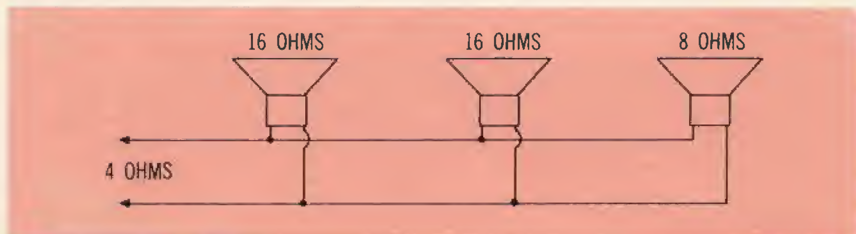


Fig. 5 - Collegamento in parallelo di tre altoparlanti, due da 16 Ω ed uno da 8 Ω, all'uscita di un amplificatore da 4 Ω.

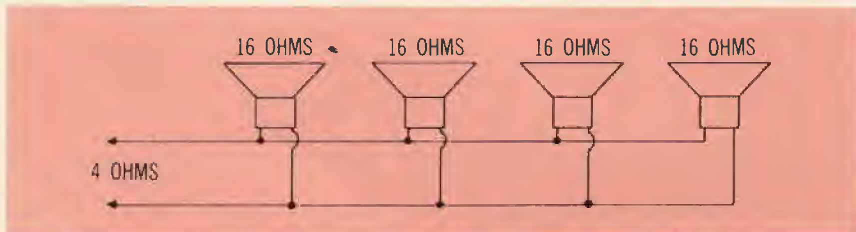


Fig. 6 - Collegamento in parallelo di quattro altoparlanti da 16 Ω, all'uscita di amplificatore da 4 Ω.

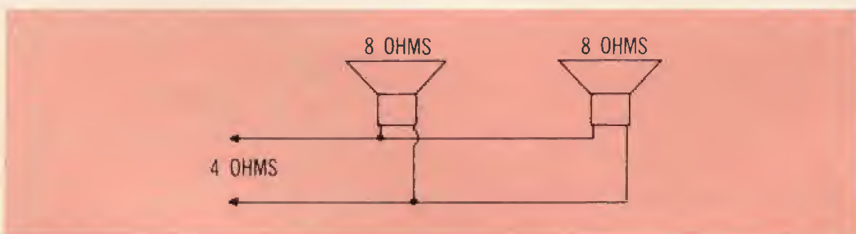


Fig. 7 - Collegamento in parallelo di due altoparlanti da 8 Ω, all'uscita di un amplificatore da 4 Ω.

Oltre ai preparati inclusi nella scatola è necessario munirsi anche di:

1°) Un foglio di carta millimetrata, o a quadretti.

2°) Una matita.

3°) Una bottiglietta di trementina.

4°) Una bacinella di plastica o di vetro le cui dimensioni debbono essere tali da contenere il circuito stampato che si desidera eseguire.

Norma fondamentale da tenere presente nella costruzione dei circuiti stampati è che i vari componenti devono essere disposti in modo tale che le reciproche connessioni possano essere effettuate senza incroci.

Pertanto si inizia con una prima sistemazione dei componenti disegnata a matita sulla carta millimetrata e che viene perfezionata successivamente fino ad ottenere la soluzione voluta, come indica la figura 2.

Non ci dilunghiamo su questo argomento che è trattato a fondo nelle istruzioni che sono unite alla trousse.

Sig. PAPA G. - Bari
Collegamento altoparlanti

Per chiarire meglio le sue idee sul collegamento degli altoparlanti ad un amplificatore, la cui uscita ha un valore di impedenza differente, ci spieghiamo con qualche esempio.

La figura 3 si riferisce al collegamento di due altoparlanti da 4 Ω all'uscita di un amplificatore a 8 Ω. I due altoparlanti in questo caso sono disposti in serie per ottenere l'impedenza richiesta di 8 Ω. La figura 4 si riferisce invece ad un amplificatore con uscita a 16 Ω. In questo caso sono disposti in serie due altoparlanti da 4 Ω ed uno da 8 Ω. Ovviamente sarebbe possibile collegare in serie fra loro anche due soli altoparlanti da 8 Ω ciascuno.

La figura 5 si riferisce invece al collegamento di tre altoparlanti ad un amplificatore avente l'uscita di 4 Ω. I tre altoparlanti aventi l'impedenza di 16, 16 e 8 Ω sono disposti in parallelo fra loro in modo da ottenere l'impedenza richiesta di 4 Ω. Lo stesso risultato si otterrebbe collegando in parallelo fra loro quattro altoparlanti da 16 Ω (figura 6), oppure due altoparlanti da 8 Ω (figura 7).

La figura 8 si riferisce al collegamento di tre altoparlanti da 16, 8, 8 Ω all'uscita di un amplificatore da 8 Ω, mentre la figura 9 indica la disposizione di 4 altoparlanti da 16, 16, 8 e 4 Ω per collegarli ad un'uscita di 4,8 Ω (in pratica 4 Ω). In questo caso i primi due altoparlanti da 16 Ω ciascuno essendo in parallelo hanno una impedenza complessiva di 8 Ω, gli altri due da 8 e 4 Ω essendo in serie hanno un'impedenza complessiva di 12 Ω. I due gruppi a loro volta risultano in parallelo e pertanto la impedenza complessiva sarà uguale a

$$\frac{8 \times 12}{8 + 12} = 4{,}8\ \Omega.$$

Sig. BASSI N. - La Spezia
Radiocomunicazioni marittime

Parallelamente al cosiddetto boom della nautica da diporto è scoppiato anche quello dei radioapparati ad essa destinati e pertanto troppe persone scrivono su questo argomento, specialmente per quanto concerne le radiocomunicazioni, senza avere in merito la necessaria preparazione. Ciò crea della perplessità, e frequentemente dei concetti errati in coloro che cercano di apprendere qualcosa in merito.

L'elenco delle frequenze destinate ai servizi marittimi che mi ha inviato in visione è completamente errato almeno come interpretazione, quindi Le confermiamo la validità di quanto abbiamo pubblicato nella rubrica QTC. Chi dirige tale rubrica ha nel campo delle radiocomunicazioni un'esperienza pluridecennale e quindi tratta gli argomenti con cognizione di causa.

Sempre nell'elenco che ci ha inviato dobbiamo inoltre rilevare che è stato usato il termine di stazione terrena anziché quello di stazione terrestre. Infatti mentre le stazioni terrene, come abbiamo più volte spiegato, non sono altro che delle stazioni destinate al servizio spaziale, le stazioni a terra che svolgono i servizi con le stazioni dei servizi mobili sono dette stazioni terrestri. Da notare che la stazione terrena può essere installata tanto a terra quanto a bordo di una nave o di un aereo.

Per quanto concerne le disposizioni che regolano l'attività degli ufficiali radiotelegrafisti a bordo delle navi mercantili La prego farmi pervenire il suo indirizzo preciso affinché mi sia possibile inviarle fotocopia delle stesse.

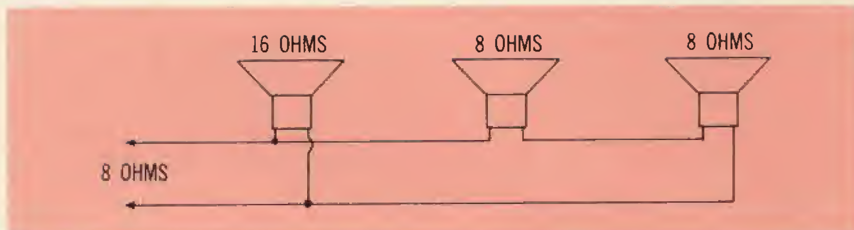


Fig. 8 - Collegamento serie-parallelo di tre altoparlanti, due da 8 Ω ed uno da 16 Ω, all'uscita di un amplificatore da 8 Ω.

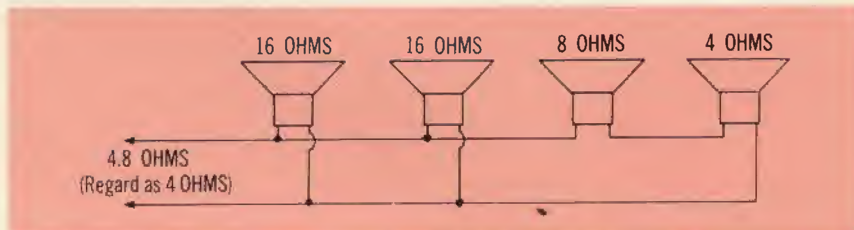


Fig. 9 - Collegamento serie-parallelo di quattro altoparlanti, due da 16 Ω, uno da 8 Ω ed uno da 4 Ω, all'uscita a 4,8 Ω di un amplificatore.

Sig. CARLI L. - Roma
Bilanciamento di un complesso stereo

Per bilanciare esattamente le due sezioni di un amplificatore si può realizzare uno strumento molto semplice il cui schema elettrico è indicato in figura 10.

I componenti necessari sono i seguenti:

D1 e D2 = diodi 1N60 od equivalenti. Le caratteristiche dei due diodi debbono essere assolutamente identiche. R1 = R2 = 560 Ω, 1/2 W ± 5%. M1 = microamperometro con zero centrale da 500 — 0 — 500 μA; R2 = 1.000 Ω, 1/2 W.

L'esatto bilanciamento dei due amplificatori, quello di destra e quello di sinistra, si avrà quando lo strumento indicherà la posizione centrale, cioè lo zero. Se il volume dei due amplificatori non è identico, oppure il collegamento è stato effettuato con fase errata, lo strumento indicherà un valore diverso dallo zero.

I due diodi dovranno essere collegati al lato caldo del proprio amplificatore, cioè al lato che non è a massa.

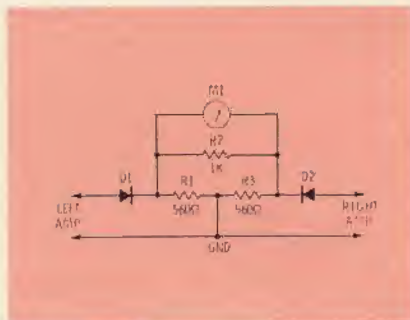


Fig. 10 - Dispositivo per il controllo del bilanciamento di un amplificatore stereo.

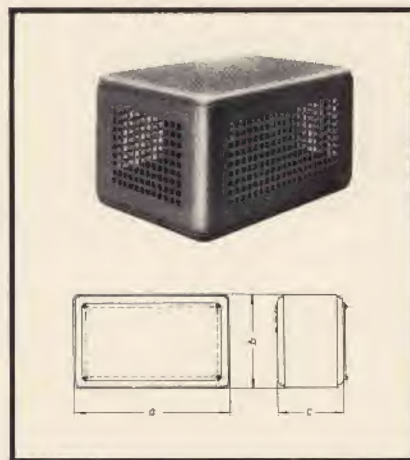


Fig. 11 - Scatole metalliche per strumenti di misura, alimentatori ed altri apparecchi della Pfeifer (GBC serie OO/1590 ÷ 1615-00). La figura si riferisce ad una scatola con foratura.

Sig. ANEDDA G. - Cagliari
Contenitori per strumenti

Presso i punti di vendita della GBC Italiana può trovare una vasta serie di scatole metalliche adatte a contenere strumenti di misura od altri apparecchi.

Fra le serie più notevoli emergono le scatole Pfeifer, che sono costruite in due versioni distinte, in lamiera zincata e verniciata.

La prima versione è completamente chiusa, la seconda dispone di una foratura laterale per consentire una buona aerazione, (figura 11).

Riportiamo qui di seguito le dimensioni di alcune delle suddette scatole. La prima cifra si riferisce alla prima versione la seconda sigla alla versione con foratura.

OO/1590-00, OO/1602-00 = *210 x 144 x 115 mm.* OO/1592-00, OO/1603-00 = *210 x 144 x 150 mm.* OO/1594-00, OO/1609-00 = *298 x 210 x 150 mm.* OO/1596-00, OO/1610-00 = *298 x 210 x 200 mm.* OO/1598-00 = *440 x 210 x 210 mm.* OO/1600-00, OO/1615-00 = *520 x 210 x 200 mm.*

Sig. FRANCIONI G. - Napoli
Stroboscopio per uso industriale

In Italia esistono parecchie case che sono in grado di fornire degli stroboscopi per applicazioni industriali. In figura 12 è visibile ad esempio lo stroboscopio tipo 6 K della ditta Ing. S. e Dr. Guido Belotti, che serve per applicazioni generali. In esso è impiegata una lampada da 10 W che dà una sufficiente illuminazione per fotografie ad esposizioni multiple il quale è anche particolarmente indicato anche per scopi didattici.

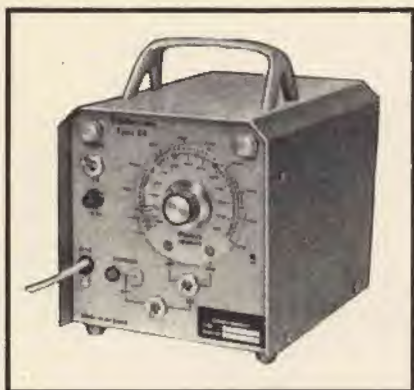


Fig. 12 - Stroboscopio della Belotti tipo 6 K, con lampada da 10 W, campo bagliori da 300 a 6.000 bagliori al minuto.



Fig. 13 - Stroboscopio modello 15 K di elevate prestazioni, campo bagliori da 250 a 15.000 bagliori al minuto.

La figura 13 si riferisce invece ad uno stroboscopio della stessa casa che forse risponde meglio alle sue esigenze. Si tratta di un apparecchio per applicazioni generali ad alta intensità con potenza media di 20 W ed una portata molto ampia che va da 300 a 25.600 bagliori al minuto. Delle immagini sufficientemente nitide si possono ottenere anche fino a 250.000 giri al minuto.

La stessa ditta dispone dello stroboscopio 15 K di elevate prestazioni, mediante il quale è possibile ottenere una precisione eccezionalmente elevata ed una grande versatilità d'impiego. Il campo dei bagliori si estende da 250 a 15.000 bagliori al minuto, ± 1%.

Sig. ROSSINI D. - Bologna
Informazioni sui COS/MOS

I COS/MOS non sono altro che una derivazione a simmetria complementare della tecnologia MOS ed infatti sono anche detti MOS complementari.

Essi fanno parte della tecnologia MOS, che allo stato attuale si sta sviluppando in modo impressionante, e posseggono delle caratteristiche uniche che li rendono indispensabili in molte applicazioni.

Data la loro configurazione circuitale a simmetria complementare i COS/MOS hanno un consumo a riposo del tutto insignificante ed anche durante la commutazione il consumo dinamico di potenza è il più basso che sia raggiungibile attualmente con qualsiasi altro tipo di tecnologia. Ad esempio ad 1 MHz e 5 V una porta COS/MOS consuma meno di 1 mW mentre una porta del tipo TTL ha un consumo molto maggiore.

Infatti mentre le porte TTL consumano sia durante lo stato ON che nello stato OFF, i COS/MOS, come abbiamo detto, consumano soltanto nell'attimo in cui effettuano la commutazione. I vantaggi che ne conseguono sono i seguenti: un sistema di alimentazione molto semplice, una densità di impaccamento maggiore, l'eliminazione di eventuali sistemi di raffreddamento ad aria forzata, maggiore durata delle eventuali batterie di alimentazione. Per questo motivo i COS/MOS trovano anche un vasto impiego in sistemi di apparecchiature destinate ai mezzi mobili dove il consumo di corrente è un parametro fondamentale e deve essere ridotto ai valori più bassi possibili.

I COS/MOS, che sono nell'ambito dei prodotti digitali quelli che hanno la maggiore immunità al rumore, funzionano con una tensione di alimentazione che può avere un valore qualsiasi nella gamma che va da 3 V a 15 V.

Ai COS/MOS non mancheremo di dedicare prossimamente un articolo, comunque notizie più precise in merito possono essere richieste a nostro nome alla Silverstar che rappresenta la RCA.

Sig. BARTOLINI F. - Livorno
Controllo modulazione TX 27 - 30 MHz

In figura 14 è riportato lo schema di un semplice misuratore della percentuale di modulazione per i trasmettitori che operano nelle gamme dei 27 e dei 28 MHz.

Il valore dei vari componenti è il seguente:

C1 = 500 pF, 100 Vcc; C2 = 10 μF, 10 V, condensatore elettrolitico;

C3 = 200 pF, 100 Vcc; C4 = 300 pF, 100 Vcc; D1, D2 e D3 = diodi 1N60 od altri equivalenti; M1 = milliamperometro 1 mA_{cc} fondo scala con quadrante sufficientemente ampio; R1 = 1.000 Ω, potenziometro; R2 = 560 Ω, 1/2 W; R3 = 910 Ω 1/2 W. S1 = commutatore, possibilmente del tipo a pulsante con ritorno automatico.

I terminali dei resistori R1 e R2 e del diodo D1 dovranno essere i più corti possibili.

Il misuratore della modulazione dovrà essere collegato al trasmettitore mediante cavo coassiale ed un connettore del tipo a T.

Si accenderà il trasmettitore portando il commutatore S1 nella posizione CAL. Agendo sul potenziometro R2 si dovrà portare l'indice dello strumento a fondo scala. Successivamente si porterà il commutatore nella posizione MOD e, in queste condizioni, parlando al microfono lo indice dello strumento indicherà la percentuale della modulazione.

Sig. RUSSETO G. - Catania
Schermaggio autovetture

Per eliminare totalmente i disturbi a bordo della sua autovettura Fiat 850, ed ottenere buone ricezioni anche delle emittenti a modulazione di frequenza, le consigliamo la confezione della G B C KK/0490-05 la quale è adatta oltre che per autoradio, anche per radio portatili in FM, ed è particolarmente indicata per motori che abbiano un alto rapporto di compressione e siano muniti di alternatore. Essa in pratica è consigliabile a tutte le autovetture Alfa Romeo, alla Fiat 850 coupé, 124 S, 125 e così via e comprende: 5 soppressori resistivi da 10.000 Ω, 1 condensatore da 3 μF, 300 V e 2 condensatori passanti da 3 μF 300 V. La confezione è pure dotata di un chiaro schema di montaggio.

Un'altra confezione per schermaggio delle autovetture, e per ricevitori a modulazione di frequenza, è del tipo GBC KK/0490-00 che comprende 4 soppressori resistivi da 10.000 Ω, 4 soppressori resistivi da 1.000 Ω, 1 soppressore resistivo da 5.000 Ω, 2 condensatori passanti da 0,5 μF, 1 condensatore passante da 2,5 μF, 1 condensatore passante da 3 μF e schema di montaggio.

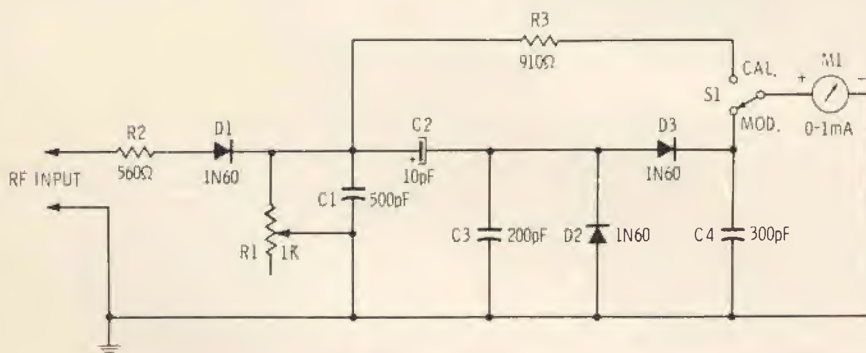


Fig. 14 - Schema elettrico di un semplice misuratore della percentuale di modulazione per trasmettitori funzionanti nella gamma 27 - 28 MHz.





Continuiamo in questo numero la pubblicazione, iniziata sul numero 1/73, di una serie di tabelle di equivalenza fra semiconduttori di diversa fabbricazione e semiconduttori di produzione Philips.



EQUIVALENZE E DATI TECNICI DEI SEMICONDUTTORI

Tipo	N P	Costruttore	Corrispondente Philips	Contenitore	M K G	A — Dati tecnici dei tipi riportati nella prima colonna — P_{tot} (W)	B — V_{CBO} (V)	C — V_{CEO} (V_{CER}) (V)	D — $I_{C(AV)}$ (I_{CM}) (A)	E — h_{FE} (h_{fe})	F — f_T (MHz)	Osservazioni sul corrispondente Philips — Contenitore	valore inferiore	valore superiore
BUY 16	N	F	(BDY 90)	TO-59	M	-15-	150	80	10	40+	100	TO-3	BEF	AC
BUY 17	N	F	(BDY 60)	TO-59	M	-15-	120	60	10	100+	100	TO-3	BDE	
BUY 26	N	S	(2N 3442)	SOD-8/1	M	-100-	200	150	10	13+	0,01	TO-3	BC	EF
BUY 51 A	N	TI	(2N 3772)	TO-3	M	/150/	60	60	30	20-150	10		DEF	B
GA 004	P	-	ASY 27	TO-5	M	0,15	25	(20)	0,05	80+			E	D
GT 70	P		ASY 26	TO-5	M	0,15	18	15	0,04	25+				BDE
ME 0411	P	D	(BC 307 VI)	(SOT30)	K	0,22	60	45	0,1	80-300	60		B	AF
ME 0412	P	D	(BC 307 A)	(SOT30)	K	0,22	60	45	0,1	150-600	60		BE	AF
MJ 423	N	M	(BDY 96)	TO-3	M	/125/		325	5	30-90	2,5		A	CF
MJ 431	N	M	(BDY 96)	TO-3	M	/125/		400	5	15-35	2,5		AC	F
MJ 1800	N	M	(BDY 98)	TO-3	M	/100/		250	5	40-120			AE	
MJ 3029	N	M	(BDY 95)	TO-3	M	/125/	-	250	3,5	30			AD	
MJE 101	P	M	(BD 132)	(SOT32)	K	/75/		40	5	25-150		SOT-32	AE	DC
MJE 105	P	M	(BD 132)	(SOT32)	K	/75/		50	5	25-100		SOT-32	ACE	D
MJF 201	N	M	(BD 131)	(SOT32)	K	/75/		40	5	25-150		SOT-32	AE	DC
MJE 205	N	M	(BD 131)	(SOT32)	K	/75/		50	5	25-100		SOT-32	ACE	D
MJE 340	N	M	(BD 144)	(SOT35)	K	/20,8/		300	0,5	30-250	10	TO-3	ADE	BCF
MJE 305	N	M	(2N 3055)	C. 90	K	/90/	70	60	10	20+	2	TO-3	F	ABD
MPS 292	N	M	BC 238 B	TO-92	K	0,31	18	-		(470)	300	SOT-30		BC
MPS 370	N	M	BC238	TO-92	K	0,31	40	20	-	30-600	100	SOT-30	B	EF
MPS 653	N	M	BC237 A	TO-92	K	0,31	60	40	-	40-120	390	SOT-30	BF	CE
MPS 653	N	M	BC237 A	TO-92	K	0,31	60	40	-	90-270	390	SOT-30	BF	C

transistori

Tipo		N P	Costruttore	Corrispondente Philips	Contenitore	M K G	A Ptot (W)	B VCBO (V)	C VCEO (VCER) (V)	D IC(AV) (ICM) (A)	E hFE (hfe)	F fT (MHz)	Osservazioni sul corrispondente Philips: Conteni-tore	valore inferiore	valore superiore
MPS 6532		N	M	BC237 A	TO-92	K	0,31	50	30	–	30+	390	SOT-30	F	CE
MPS 6533		P	M	(BC 177 IV)	TO-92	K	0,31	40	40	–	40-120	260	TO-18	F	BC
MPS 6534		P	M	(BC 177 A	TO-92	K	0,31	40	40	–	90-270	260	TO-18	F	BCE
MPS 6535		P	M	(BC 177 IV)	TO-92	K	0,31	30	30	–	30+	260	TO-18	F	BCE
MPSU 05		N	M	(BD 137)	C.125	K	/5/	60	60	1	100+	50	SOT-32	DE	AF
MPSU 06		N	M	(BD 139)	C.125	K	/5/	80	80	1	100+	50	SOT-32	DE	AF
OC 16	+	P	P	(AD 162)	SPEC.		-7-	32	(32)	1,5	35	–	TO-9	AD	E
OC 22	+	P	P	(AD 149)	TO-3	–	15-	36	(24)	1	50+	–		E	ABCD
OC 23	+	P	P	(AD 149)	TO-3		-15-	36	(24)	1	50+	–		E	ABCD
OC 24	+	P	P	(AD 149)	TO-3		-15-	36	(24)	1	50+	–		E	ABCD
OC 26	+	P	P	AD 149	TO-3	M	-12,5-	40	(40)	(3,5)	20+	–			ABCE
OC 27		P	–	(AD 149)	TO-3	M	–	–	–	–	–	–	–	–	–
OC 28	+	P	P	ASZ 15	TO-3		-30-	80	(60)	6	20+	–			BD
OC 29	+	P	P	ASZ 16	TO-3		-30-	60	(48)	6	45+	–			D
OC 30	+A	P	P	AD 162	SOT-9/1	M	-4-	32	(32)	1,4	12+	–	TO-9	D	AE
OC 30	+B	P	P	OC 308+	SOT-9/1	M	-4-	60	(60)	1,4	12+	–			
OC 35	+	P	P	ASZ 17	TO-3	M	-30-	60	(48)	6	25+	–			D
OC 36	+	P	P	ASZ 18	TO-3	M	-30-	80	(60)	6	30+	–			BD
OC 42		P		(AC 125)	TO-1	M	0,05	16	15	0,05	70	7		F	ABDE
OC 44	+	P	P	(AF 126)	SOT-2/3	G	(0,05)	15	(15)	0,005	(100)	–	TO-72	A	BDE
OC 45	+	P	P	(AF 126)	SOT-2/3	G	(0,05)	15	(15)	0,005	(50)	–	TO-72	A	BDE
OC 46	+	P	P	(ASY 26)+	SOT-2/3	G	(0,05)	20	(20)	0,1	10+	–	TO-5		ABDE
OC 47	+	P	P	(ASY 27)+	SOT-2/3	G	(0,05)	20	(20)	0,1	25+	–	TO-5		ABDE
OC 65	+	P	P	(OC 57)+	SPEC.		(0,025)	5	5	0,01	(30)	–	SOT-19	ACD	B
OC 66	+	P	P	(OC 58)+	SPEC.		(0,025)	5	5	0,01	(47)	–	SOT-19	ACD	B
OC 70	+	P	P	(AC 125)	SOT-2/3	G	(0,075)	32	(30)	0,01	(30)	–	TO-1		ADE
OC 71	+	P	P	(AC 125)	SOT-2/3	G	(0,075)	32	(30)	0,01	(47)	–	TO-1		ADE
OC 72	+	P	P	(AC 125)	SOT-2/4	M	(0,075)	32	(32)	0,05	50	–	TO-1		ADE
OC 74	+	P	P	(AC 125)	SOT-2/4	M	(0,135)	20	(20)	0,3	–	–	TO-1	D	B
OC 75	+	P	P	(AC 125)	SOT-2/3	M	(0,075)	32	(30)	0,01	(90)	–	TO-1		ADE
OC 76	+	P	P	(ASY 76)	SOT-2/4	M	(0,075)	32	(32)	0,125	30+	–	TO-5		ABD
OC 77	+	P	P	(ASY 77)	SOT-2/4	M	(0,075)	60	(60)	0,125	30+	–	TO-5		AD
OC 79	+	P	P	(AC 125)	SOT-2/4	M	(0,135)	–	(26)	0,3	60	–	TO-1	D	E
OC 80	+A	P	P	(AC 126)	SOT-2/4	M	(0,135)	20	(20)	0,3	180	–	TO-1	DE	B
OC 83		P		(AC 128)	TO-1	M	0,6	32	20	0,5	90	0,85		C	ADF
OC 84		P	P	(AC 128)	TO-1	M	0,6	32	32	0,5	90	1		C	AD
OC 122	+	P	P	(ASY 80)	TO-7	M	(0,2)	32	(32)	0,5	180	1,3	TO-5	EF	ABC
OC 123	+	P	P	(ASY 77)	TO-7	M	(0,2)	50	(50)	0,5	160	1,5	TO-5	EF	ABC
OC 139	+	N	P	(ASY 73)	SOT-2/3	G	(0,085)	20	(20)	0,25	33	3,5+	TO-5		BD
OC 140	+	N	P	(ASY 29)	SOT-2/3	G	(0,085)	20	(20)	0,25	66	4,5	TO-5		ABEF
OC 141	+	N	P	(ASY 75)	SOT-2/3	G	(0,085)	20	(20)	0,25	132	9+	TO-5		BD
OC 169	+	P	P	(AF 126)	TO-7	M	(0,05)	20	–	0,01	(20+)	70	TO-1	A	BE
OC 171	+	P	P	(AF 124)	TO-7	M	(0,05)	20	–	0,01	(20+)	80	TO-1	A	BE
OC 200	+	P	P	(BC 308 VI)	SOT-2/4	M	/0,21/	25	25	0,05	(25)	–	SOT-30		ABDEF

Tipo	N P	Costruttore	Corrispondente Philips	Contenitore	M K G	A = Ptot (W)	B = VCBO (V)	C = VCEO (VCER) (V)	D = IC(AV) (ICM) (A)	E = hFE (hfe)	F = fT (MHz)	Osservazioni sul corrispondente Philips: Conteni-tore	valore inferiore	valore superiore
						Dati tecnici dei tipi riportati nella prima colonna								
OC 201 +	P	P	(BC 308 VI)	SOT-2/4	M	/0,21/	25	25	0,05	(35)	–	SOT-30		ABDEF
OC 202 +	P	P	(ASY 27)	(TO-1)	M	0,25	15	10	0,05	(70)	3,2	TO-5	A	BCDF
OC 303	P	I	(AC 125)	TO-18	M	(0,07)	32	15	0,05	(18-35)	–	TO-1		ADE
OC 304 – 1	P	I	(AC 125)	TO-18	M	(0,07)	32	15	0,05	(30-60)	–	TO-1		ADE
OC 304 – 3	P	I	(AC 125)	TO-18	M	(0,07)	32	15	0,05	(70-130)	–	TO-1		AD
OC 304 –2	P	I	(AC 125)	TO-18	M	(0,07)	32	15	0,05	(45-90)	–	TO-1		ADE
OC 305 – 1	P	I	(AC 126)	TO-18	M	(0,07)	32	8	0,05	(110-220)	–	TO-1		ACD
OC 305 –2	P	I	(AC 126)	TO-18	M	(0,07)	32	8	0,05	(230)	–	TO-1	E	
OC 306 – 1	P	I	(AC 125R)	TO-18	M	(0,07)	32	15	0,05	(30-60)	–	TO-1		ADE
OC 306 – 2	P	I	(AC 125R)	TO-18	M	(0,07)	32	15	0,05	(45-90)	–	TO-1		ADE
OC 306 – 3	P	I	(AC 125R)	TO-18	M	(0,07)	32	15	0,05	(70-130)	–	TO-1		AD
OC 307 – 1	P	I	(ASY 76)	TO-18	M	(0,08)	32	18	0,25	20-40	1,5	TO-5		ABD
OC 307 – 2	P	I	(ASY 76)	TO-18	M	(0,08)	32	18	0,25	30-60	1,5	TO-5		ABD
OC 307 – 3	P	I	(ASY 80)	TO-18	M	(0,08)	32	18	0,25	60-100	1,5	TO-5		ABD
OC 308	P	I	(ASY 76)	TO-18	M	(0,08)	32	18	0,25	15+	1,5	TO-5		ABD
OC 309 – 1	P	I	(ASY 77)	TO-18	M	(0,08)	60	30	0,25	20-40	1,5	TO-5	C	AD
OC 309 – 2	P	I	(ASY 77)	TO-18	M	(0,08)	60	30	0,25	30-60	1,5	TO-5	C	AD
OC 309 – 3	P	I	(ASY 80)	TO-18	M	(0,08)	60	30	0,25	50-100	1,5	TO-5	B	AD
OC 430	P	I	(BSY 40)	TO-18	M	(0,2)	10	10	0,05	(10-25)	–			ABCDE
OC 440	P	I	(BC 178 VI)	TO-18	M	(0,2)	30	30	0,05	(10+)	–		C	ADEF
OC 443	P	I	(BC 178 VI)	TO-18	M	(0,2)	25	20	0,05	(15-60)	–			ABDEF
OC 445	P	I	(BC 177 VI)	TO-18	M	(0,2)	50	50	0,05	(10+)	–		BC	ADEF
OC 449	P	I	(BC 177 VI)	TO-18	M	(0,2)	60	30	0,05	(10+)	–		B	ACDEF
OC 450	P	I	(BSV 68)	TO-18	M	(0,2)	75	75	0,05	10-25	–			ADEF
OC 460	P	I	(BC 178 VI)	TO-18	M	(0,2)	10	10	0,05	(20-50)	–			ABCDEF
OC 463	P	I	(BC 178 VI)	TO-18	M	(0,2)	10	10	0,05	(50)	–			ABCDEF
OC 465	P	I	(BC 178 VI)	TO-18	M	(0,2)	20	20	0,05	(20-50)	–			ABCDEF
OC 466	P	I	(BC 178-VI)	TO-18	M	(0,2)	10	10	0,05	(30)	–			ABCDEF
OC 467	P	I	(BC 178 VI)	TO-18	M	(0,2)	25	20	0,05	(25-60)	–			ABCDEF
OC 468	P	I	(BC 178 VI)	TO-18	M	(0,2)	10	10	0,05	(60)	–			ABCDEF
OC 469	P	I	(BC 177 VI)	TO-18	M	(0,2)	32	32	0,05	(10+)	–			ABCDEF
OC 470	P	I	(BC 178 VI)	TO-18	M	(0,2)	30	30	0,05	(20-70)	–		C	ADEF
OC 480	P	I	–	TO-18	M	(0,2)	125	125	0,05	(10-25)	–			
PBC 107	N	SE	BC 237	TO-98	K	0,3	50	45	0,1	110-450	300	TO-92		
PBC 108	N	SE	BC 238	TO-98	K	0,3	30	20	0,1	110-800	300	TO-92		
PBC 109	N	SE	BC 239	TO-98	K	0,3	30	20	0,1	220-800	300	TO-92		
SES 3705	N	SE	(BC 337)	TO-98	K	0,36	95	30	(0,5)	50-150	200	TO-92		ACDE
SFT 223	P	D	ASY 26	TO-5	M	(0,15)	30	(24)	0,25	40+	4		DE	F
SFT 229	P	D	ASY 27	TO-5	M	(0,15)	18	(15)	0,25	75+	10+		DEF	B
SFT 321	P	D	AC 125	TO-1	M	0,2	32	–	0,5	30	1,3		D	AE
SFT 322	P	D	AC 125	TO-1	M	0,2	32	–	0,5	50	1,6		D	AE
SFT 323	P	D	AC 125	TO-1	M	0,2	32	–	0,5	85	2,6		DF	A
SFT 335	P	SE	(AC 125)	TO-1	M	0,2	32	–	0,15	60-150	2,4			
SFT 351	P	D	AC 125	TO-1	M	0,2	32	–	0,15	33	1,2			ADE

transistori

Tipo		N P	Costruttore	Corrispondente Philips	Contenitore	M K G	A Ptot (W)	B V_{CBO} (V)	C V_{CEO} (V_{CER}) (V)	D $I_{C(AV)}$ (I_{CM}) (A)	E h_{FE} (h_{fe})	F f_T (MHz)	Osservazioni sul corrispondente Philips: Contenitore	valore inferiore	valore superiore
							Dati tecnici dei tipi riportati nella prima colonna								
SFT 352		P	D	AC 125	TO-1	M	0,2	32	-	0,15	57	1,6			ADE
SFT 353		P	D	AC 125	TO-1	M	0,2	32	-	0,15	92	2,4		F	AD
TF 65		P	S	(AC 125)	(TO-1)	M	0,025	16	12	0,015	(45)	0,7			ABDEF
TF 78	/30	P	S	(2N 2904)	TO-8	M	-3-	32	24	0,6	30-150	0,7	TO-39		BCEF
TF 78	/60	P	S	(2N 2904)	TO-8	M	-3-	64	45	0,6	30-150	0,7	TO-39	C	BEF
TI 3027		P	TI	(ASZ 16)	TO-3	M	/106/	45	40	7	40-250	-		ACE	BD
TI 3028		P	TI	(ASZ 15)	TO-3	M	/106/	60	50	7	40-250			AE	BCD
TI 3031		P	TI	(ASZ 15)	TO-3	M	/106/	120	(65)	7	70			ABE	CD
TIP 29		N	TI	(BD 131)	(SOT35)	K	-25-	40	40	1	20+		SOT-32	A	BCDE
TIP 29	A	N	TI	(BD 137)	(SOT35)	K	-25-	60	60	1	20+		SOT-32	AD	E
TIP 30		P	TI	(BD 132)	(SOT35)	K	-25-	40	40	1	20+		SOT-32	A	BCDE
TIP 30	A	P	TI	(BD 138)	(SOT35)	K	-25-	60	60	1	20+		SOT-32	AD	E
TIP 31		N	TI	(BD 131)	(SOT35)	K	-34-	40	40	1	20+		SOT-32	A	BCDE
TIP 32		P	TI	(BD 132)	(SOT35)	K	-34-	40	40	1	20+		SOT-32	A	BCDE
TIP 33		N	TI	(BDY 38)	(SOT35)	K	-67-	40	40	10	20+		TO-3		ABDE
TIP 33	A	N	TI	(2N 3055)	(SOT35)	K	-67-	60	60	10	20+		TO-3		ABDE
TIP 34		P	TI	-	(SOT35)	K	-67-	40	40	10	20+				
TIP 34	A	P	TI	-	(SOT35)	K	-67-	60	60	10	20+				
TIS 37		P	TI	(BC 308 VI)	TO-92	K	0,2	35	32	0,05	45+	80+	SOT-30	BC	ADEF
TIS 38		P	TI	(BC 308 VI)	TO-92	K	0,2	35	32	0,05	25+	50+	SOT-30	BC	ADEF
TIXS 39		N	TI	BFW 17	TO-5	M	/3/	30	20	0,2	20+			C	BE
2N 85		N	TI	(BSX19)	TO-50	K	0,3	20	-	0,2	20+	-	TO-18		B
2N 338		N	TI,GE	(BC 107 A)	TO-5	M	0,125	45	30	0,02	(24)	30	TO-18		ABCDEF
2N 526	+	N	P	ASY80	TO-5	M	(0,15)	45	30	0,5	53-90	-			A
2N 527	+	P	P	ASY80	TO-5	M	(0,15)	45	(30)	0,5	65+	3,5			A
2N 696	+	N	TI,P	2N2218A	TO-5	M	/2/	60	(40)	-	80+	40+			AF
2N 697	+	N	TI,P	2N2218A	TO-5	M	/2/	60	(40)	-	40+	50+			
2N 698		N	TI	(BSW67)	TO-5	M	/3/	120	(80)	-	20+	-			ACE
2N 699		N	TI	(BSW67)	TO-5	M	/2/	120	(80)	-	40+				AC
2N 706	+	N	I,T,P	BSX19	TO-18	M	0,3	25	15	-	20+	200+			BEF
2N 706	+A	N	TI,I,P	BSX19	TO-18	M	0,3	25	15	-	20+	200+			BEF
2N 708	+	N	I,T,TI,P	BSX19	TO-18	M	0,36	40	15	0,2	30+	300+			D
2N 709	+	N	TI,P	(BSX19)	TO-18	M	0,3	15	6	0,2	20+	600+		F	CD
2N 711		P	M,TI	(AC 125)	TO-18	M	0,15	12	(12)	0,05	20+	300		F	A
2N 717	+	N	TI,P	2N2221A	TO-18	M	/1,5/	60	(40)	-	20+	40+			EF
2N 718	+	N	TI,P	2N2221A	TO-18	M	/1,5/	60	(40)	-	40+	50+			F
2N 718	+A	N	TI,P	2N2221A	TO-18	M	/1,8/	75	(50)	-	40+	50+			F
2N 726		P	TI	(BC 178 VI)	TO-18	M	0,3	25	20	0,05	15+	200		F	BCDE
2N 727		P	TI	(BC 178 VI)	TO-18	M	0,3	25	20	0,05	30+	200		F	BCDE
2N 731		N	TI	2N 2221A	TO-18	M	/1,5/	60	(40)	-	40+				
2N 733		N	TI	2N2221A	TO-18	M	/1,5/	60	(40)	-	20+				CDE
2N 735		N	TI	2N2221	TO-18	M	0,5	60	-	-	(40+)				
2N 736		N	TI	(2N 2222 A)	TO-18	M	0,5	80	60	-	(80+)			BCE	
2N 739		N	TI	2N2221A	TO-18	M	/0,5/	80	-	-	(30+)				

Tipo		N P	Costruttore	Corrispondente Philips	Contenitore	M K G	A Ptot (W)	B VCBO (V)	C VCEO (VCER) (V)	D IC(AV) (ICM) (A)	E hFE (hfe)	F * fT (MHz)	Osservazioni sul corrispondente Philips: Conteni-tore	valore inferiore	valore superiore
2N 740		N	TI	2N2222A	TO-18	M	/0,5/	80	-	-	(80+)				
2N 743	+	N	I,TI,P	BSX19	TO-18	M	0,3	20	12	0,2	20+	300+			ACD
2N 744	+	N	I,P	BSX20	TO-18	M	0,3	20	12	0,2	40+	300+			ACD
2N 753	+	N	TI,P	BSX20	TO-18	M	0,3	25	(20)	0,05	40+	200+			DF
2N 760		N	TI	(BCY59VII)	TO-18	M	0,5	45	45	0,1	(76+)			A	E
2N 760	A	N	TI	2N2483	TO-18	M	0,5	60	60	0,1	(75+)			AD	
2N 780		N	TI	(BC107A)	TO-18	M	0,3	45	45	0,05	35+				DE
2N 834		N	M	BCY 56	TO-18	M	0,3	40	(30)	(0,2)	-	350+			
2N 849		N	TI	(BSX19)	TO-50	K	0,3	25	-	0,05	20+		TO-18		BD
2N 850		N	TI	(BSX20)	TO-50	K	0,3	25	-	0,05	40+				BD
2N 851		N	TI	(BSX19)	TO-50	K	0,3	20	-	0,2	10+		TO-18		BE
2N 914		N	I,T,TI	BSX20	TO-18	M	0,36	40	15	0,5	30+	300+			EF
2N 915		N	T	2N2221A	TO-18	M	(0,32)	70	50	-	40-160	250+		C	A
2N 916		N	TI	BCY56	TO-18	M	0,36	45	25	-	50+			CE	A
2N 918	+	N	I,T,TI,P	BSX19	TO-18	M	-0,265-	30	15	-	20+	600+			A
2N 929	+	N	I,TI,P	2N929	TO-18	M	0,3	45	45	0,03	40-120	30+			DF
2N 930	+	N	I,P	2N930	TO-18	M	0,3	45	45	0,03	100-300	30+			DF
2N 956	+	N	TI,P	(2N2222A)	TO-18	M	/1,8/	75	(50)	-	75+	70+			EF
2N 1100		P	P	2N 1100	TO-36	M	-100-	100	80	(20)	20	-			
2N 1131	+	P	TI,P	2N2904	TO-5	M	/2/	50	35	0,6	20+				ACE
2N 1132	+	P	TI,P	2N2904	TO-5	M	/2/	50	35	0,6	30+				ACE
2N 1143		P	M,T	(ASY 76)	TO-5	M	0,3	25	-	0,1	(50)	-		A	BD
2N 1190	S	N	D,TI	BSW65	TO-5	M	/2/	100	(75)	-	25+				A
2N 1252		N	TI	2N2218	TO-5	M	/2/	30	20	-	15+				ABCE
2N 1253		N	TI	2N2218	TO-5	M	/2/	30	20	-	30+				ABCE
2N 1274		P	TI,SE	(ASY 26)	TO-5	M	0,25	25	(25)	0,2	(187)			A	B
2N 1302	+	N	SE,P	ASY73	TO-5	M	(0,1)	25	(15)	0,3	20+	3+			ADEF
2N 1303		P	SE,P	ASY26	TO-5	M	(0,1)	30	15	0,3	20+	3+			A
2N 1304	+	N	SE,P	ASY28	TO-5	M	(0,1)	25	(15)	0,3	40+	5+			AC
2N 1305	+	P	SE,P	ASY26	TO-5	M	(0,1)	30	15	0,3	40+	5+			
2N 1306	+	N	SE,P	ASY29	TO-5	M	(0,1)	25	(15)	0,3	60+	10+			
2N 1307	+	P	P	ASY27	TO-5	M	(0,1)	30	15	0,3	60+	10+			
2N 1308	+	N	P	ASY29	TO-5	M	(0,1)	25	(15)	0,3	80+	15+		E	
2N 1309	+	P	P	ASY27	TO-5	M	(0,1)	30	15	0,3	80+	15+		E	
2N 1420	+	N	TI,P	2N2222	TO-5	M	/2/	60	(30)	-	100+	50+			C
2N 1479		N	D	(BFX 34)	TO-5	M	/5/	-	40	1,5	20+	-			CDE
2N 1480		N	D	(BFX 34)	TO-5	M	/5/	-	55	1,5	20+	-			CDE
2N 1481		N	D	(BFX 34)	TO-5	M	/5/	-	40	1,5	35+	-			CDE
2N 1482		N	D	(BFX 34)	TO-5	M	/5/	-	55	1,5	35+	-			CDE
2N 1487		N	TI	BDY38	(TO-3)	M	/60/	60	40	6	10+				ABE
2N 1488		N	TI	BDY20	(TO-3)	M	/60/	100	55	6	10+				ADE
2N 1489		N	TI	BDY38	(TO-3)	M	/60/	60	40	6	25+				AB
2N 1490		N	TI	BDY20	(TO-3)	M	/60/	100	55	6	25+				A
2N 1507		N	TI	2N2219	TO-5	M	/2/	60	(30)	-	100+				A

transistori

Tipo		N P	Costruttore	Corrispondente Philips	Contenitore	M K G	A Ptot (W)	B VCBO (V)	C VCEO (VCER) (V)	D IC(AV) (ICM) (A)	F hFE (hfe)	F fT (MHz)	Osservazioni sul corrispondente Philips: Contenitore	valore inferiore	valore superiore
2N 1565		N	TI	2N2218	TO-5	M	0,6	60	-	-	(40+)				A
2N 1566		N	TI	2N2219	TO-5	M	0,6	60	-	-	(80+)				A
2N 1566	A	N	TI	(BC 141-10)	TO-5	M	0,6	80	60	-	(80+)	-			AB
2N 1572		N	TI	(BF 177)	TO-5	M	0,6	125	80	0,05	(20)				E
2N 1573		N	TI	(BF 178)	TO-5	M	0,6	125	80	0,05	(40)				BC
2N 1574		N	TI,P	(2N 1893)	TO-5	M	0,6	125	80	0,05	(80)				AD
2N 1613		N	P,I,T,TI	2N 1613	TO-5	M	/3/	75	(50)	0,5	40+	60+			
2N 1617		N		(BDY 91)	TO-61	M	/30/	80	70	5	15-75	15	TO-3		ABCDE
2N 1618		N	SE	(BDY 90)	TO-3	M	/85/	100	100	5	15-75	3+		A	BDEF
2N 1700		N	D	BFY 50	TO-5	M	/5/	-	40	1	20+	-		AC	BE
2N 1711	+	N	TI,I,T,P	2N2219A	TO-5	M	/3/	75	(50)	-	100+	50+			F
2N 1724		N	SE,TI	(2N 4347)	TO-3	M	/100/	120	80	5	20-90	10+		E	BC
2N 1724	A		TI,SE	(2N 4347)	TO-3	M	/100/	180	120	5	30-90	10+		BEF	
2N 1725		N	TI	(2N 3055)	TO-61	M	-50-	-	80	(7,5)	50-150	-	TO-3	C	D
2N 1889		N	TI	BSW65	TO-5	M	/3/	100	(80)	-	40+			B	AC
2N 1890		N	TI	(BSW66)	TO-5	M	/3/	100	60	-	100+			E	AC
2N 1893		N	P,I,T,TI	2N 1893	TO-5	M	/3/	120	80	0,5	40-120	50+			
2N 1924		P	D	ASY77	TO-5	M	(0,15)	60	(40)	0,5	30+	1+			A
2N 1925		P	D	(ASY77)	TO-5	M	(0,15)	60	(40)	0,5	47+	1,3+		E	A
2N 1926		P	D	(ASY77)	TO-5	M	(0,15)	60	(40)	0,5	55+	1,3+		E	A
2N 1990		N	D,TI,SE,P	BSX 21	TO-18	M	0,25	100	(75)	-	25+			E	ABC
2N 2102		N	P,T	2N 2102	TO-5	M	/5/	120	65	1	40-120	120			
2N 2192		N	TI,SE	2N2219A	TO-5	M	0,8	60	40	1	100+			D	B
2N 2192	A	N	TI,SE	2N2219A	TO-5	M	0,8	60	40	1	100+			D	B
2N 2193		N	T,TI,SE	2N2218A	TO-5	M	-2,5-	80	50	1	40-120	50+		D	
2N 2193	A	N	TI,SE	2N2218A	TO-5	M	0,8	80	50	1	40+			CD	
2N 2194		N	TI,SE,	2N2218A	TO-5	M	0,8	60	40	1	20+			D	BE
2N 2194	A	N	TI,SE	2N2218A	TO-5	M	0,8	60	40	1	20+			D	BE
2N 2217		N	TI	2N2218	TO-5	M	/2/	60	30	0,8	20+	250+		A	E
2N 2218		N	I,T,TI,P	2N2218	TO-5	M	0,8	60	30	0,8	40-120	250+			
2N 2218	A	N	TI,I,P	2N2218A	TO-5	M	0,8	75	40	0,8	25+	250+			
2N 2219		N	I,T,TI,P	2N2219	TO-5	M	0,8	60	30	0,8	100-360	250+			
2N 2219	A	N	TI,I,F	2N2219A	TO-5	M	0,8	75	40	0,8	40+	300+			
2N 2220		N	TI,P	2N2221	TO-18	M	0,5	60	30	0,8	20+	250+			E
2N 2221		N	T,TI,I,P	2N2221	TO-18	M	-1,55-	60	30	0,5	40-120	250+			
2N 2221	A	N	TI,I,P	2N2221A	TO-18	M	0,5	75	40	0,5	25+	250+			
2N 2222		N	T,TI,I,P	2N2222	TO-18	M	-1,55-	60	30	0,5	100-300	250+			
2N 2222	A	N	P,TI,I	2N 2222A	TO-18	M	0,5	75	40	0,5	40+	300+			
2N 2243		N	TI	BSW 65	TO-5	M	/2,8/	120	80	1	40+			BE	
2N 2270		N	P	2N 3053	TO-5	M	1	60	45	1	50-200	100		CD	
2N 2297		N	P	BFY 55	TO-5	M	0,8	80	50	(1)	40+	60			
2N 2315		N		2N 2222	TO-46		0,4	60	-	-	70	150	TO-18		F
2N 2368		N	I,F,TI	2N 2368	TO-18	M	0,36	40	15	(0,5)	20+	400+			
2N 2369		N	I,F,TI	2N 2369	TO-18	M	0,36	40	15	(0,5)	40+	500+			

Philips: la prima lucidatrice a cassetto mangiapolvere

(al posto del sacco)

Il cassetto mangiapolvere è facile da estrarre e pratico da pulire: basta sollevare il coperchio per vuotarne il contenuto. KB 2124 ha una linea elegante e piatta che le permette di passare sotto qualunque mobile. Più maneggevole e stabile grazie al doppio manico, si ripone appesa in pochissimo spazio.



PHILIPS

COSTRUITEVI IL TESTER UNIVERSALE 20.000 OHM/V

CARATTERISTICHE TECNICHE

Sensibilità:
20.000 Ω/V in c.c.
4.000 Ω/V in c.a.

Volt. c.c.:
0,1 V, 1 V, 3 V, 10 V,
30 V, 100 V, 300 V, 1.000 V

Volt. c.a.:
1,5 V, 15 V, 50 V,
150 V, 500 V, 1.500 V

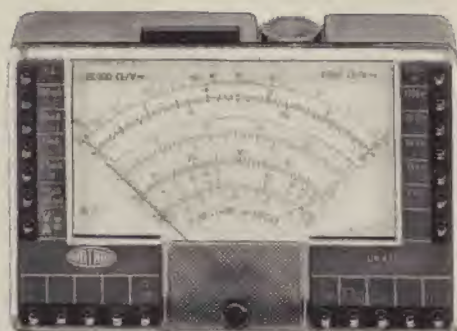
Ampere c.c.:
50 μA, 0,5 mA, 5 mA,
50 mA, 500 mA, 5 A

Ampere c.a.:
250 μA, 50 mA,
500 mA, 5 A

Ohm - 6 portate:
Ωx0,1 ÷ Ωx10 kΩ

Decibel:
− 10 + 70 dB

Capacità - 4 portate:
0 ÷ 0,5 μF in c.a.
0 ÷ 5.000 μF in c.c.





UK 432

Il tester universale AMTRON UK 432 è lo strumento ideale per tutti coloro che svolgono una qualsiasi attività, professionale o dilettantistica, nel campo delle applicazioni elettroniche ed elettriche.



La tecnologia "epi Z®" offre:

- Caratteristica estremamente ripida in tutta la gamma di tensioni
- Bassa resistenza dinamica
- Forte dissipazione:
  - 500 mW in contenitore DO 35
  - 1,3 W in contenitore DO 41
- Piccolo ingombro
- Gamma di tensione da 2,4 V a 43 V
- Elevato grado di affidabilità
- Economia e disponibilità

500 mW = Serie BZX 46C - BZX 55C - BZX 83C
1,3 W = Serie BZX 85C

THOMSON-CSF

sescosem italiana

Direz. Comm MILANO - Via M. Gioia 72 - Telef 68.84.141









una équipe di specializzati



SPS 683/11

Per informazioni scrivere a: SPS-Casella Postale n. 3981 - 20100 Milano

REVOX *A77* **MkIII:**
l'ambasciatore dell'alta fedeltà

4
3
1
2

1 **THORENS** *TD 125* **MkII:**
il professionista

2 **ELA 43-18:**
l'esperto in filodiffusione

3 **ELA 94-05:**
la potenza occulta

4 **ELA 39-16:**
il portavoce fedele

Presentati in Italia dalla:
SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.

Perché pretendere molto dalla tecnica e non dall' estetica?

Dimostrate di possedere gusto raffinato, scegliendo l'Hi-Fi Stereo Set 1000 Quadrosound. E' l'inizio di una nuova dimensione nell'Hi-Fi. Tecnica perfetta, in una veste adatta ai nostri tempi.



Quadrosound
Hi-Fi Stereo-Set 1000

ELAC

Il Quadrosound ELAC Set 1000 consta di un ricevitore 1000 T completamente transistorizzato con 2 x 30 W di potenza musicale, 2 altoparlanti box LK 1000 ed inoltre 2 altoparlanti Quadrosound.
Ulteriori informazioni possono essere richieste presso tutti i migliori rivenditori.

condensatori elettrolitici



FACON FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI s.r.l. - 21100 VARESE - VIA APPIANI 14 - TELEF. 82300

Più "Elettricità" per il vostro denaro!

Questa è la pila «Tigre» della Hellesens!

La pila «Tigre» della Hellesens è stata la prima pila a secco nel mondo e lo è rimasta. Nessun'altra l'ha superata in capacità e durata. La pila a secco è stata inventata nel 1887 da Wilhelm Hellesens. Da allora la pila con la tigre serve in tutto il mondo per la illuminazione di lampade, per l'accensione di radio, per l'illuminazione di lampade al magnesio e per il funzionamento di telecamere. Le fabbriche Hellesens della Danimarca sono le più moderne in Europa e forniscono anche la Casa Reale danese. La pila «Tigre» della Hellesens è una pila con indomabile potenza, dura più a lungo e presenta una maggiore capacità. Questi pregi sono stati ampiamente dimostrati dalle prove. Se siete ora orientati verso la pila Hellesens, potrete rilevare voi stessi le sue doti. Usatela per gli apparecchi a transistor, per le radio, per gli impianti di allarme, per le cineprese. Con la pila «Tigre» della Hellesens il vostro denaro acquista più elettricità. La Hellesens ha la «Tigre» fin dal 1923.

Più "Elettricità" per il vostro denaro con la pila «Tigre» della Hellesens



FREQUENZIMETRO DIGITALE MOD. DF 501



CARATTERISTICHE PROVVISORIE

INGRESSO

Campo di frequenza: da 10 Hz a 30 MHz.

Sensibilità (minima): 50 mV efficaci sinusoidali da 50 Hz a 10 MHz 200 mV efficaci sinusoidali da 10 Hz a 30 MHz.

Impedenza d'ingresso: 1 MΩ con 20 pF in parallelo.

Massima tensione: 400 V (c.c. + picco c.a.)

Accoppiamento d'ingresso: commutabile per impulsi positivi, negativi o sinusoidali.

Filtro d'ingresso: inseribile per mezzo di un deviatore esterno con frequenza di taglio a 1 MHz.

MISURA DELLA FREQUENZA

Campo di misura: da 10 Hz a 30 MHz.

Tempi di misura: da 1 µs a 1s in scatti decimali.

Lettura: 6 cifre allineate con punto decimale posizionato automaticamente. Indicazione diretta in MHz; kHz e Hz.

Precisione: ± un digit. ± la precisione della base dei tempi.

MISURA DEL PERIODO

Campo di misura: da 10 µs a 10^6 s.

Base dei tempi: da 1 Hz a 1 MHz in scatti decimali.

Lettura: 6 cifre allineate con punto decimale posizionato automaticamente. Indicazione diretta in µs, ms e s.

Precisione: ± 1 digit. ± la precisione della base dei tempi.

Frequenza campione interna di riferimento per la base dei tempi: 10 MHz.

Stabilità: migliore di ± 2 posti per 10^6 da 15° a 40 °C.

Precisione di taratura: ± 1 parte su 10^6 (Possibilità di regolazione interna di ± 100 Hz).

Indicatori: 6 tubi numerici tipo « NIXIE » con punto decimale posizionato automaticamente.
Indicatore di fuori portata.
Indicatore di cadenza di misura.

Tempo di misura: regolabile con continuità da 0,1 a 15 secondi.

Temperatura di funzionamento: 0 ÷ 50 °C.

Tensione di alimentazione: 220 V ± 10% 50/60 Hz.

Dimensioni: Larghezza 190 x altezza 100 x profondità 190 mm.

Peso: 2 kg circa.

STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI
ELETTRONICA PROFESSIONALE

Stabilimento e Amministrazione: 20068 Peschiera Borromeo - Plasticopoli (Milano) - Telefono 91.50.424/425/426

U N A O H M

OHM
INCE PONTREMOLI
della START S.p.A.





COMBINAZIONE 4000

sinto-amplificatore stereo
BEOMASTER 4000

Potenza d'uscita: 2 x 60 W continui
2 x 100 W musicali

Distorsione: < 0,2% con 60 W in uscita

Gamma di ricezione: FM 87,5 ÷ 104 MHz

Rapporto segnale/disturbo: 62 dB, ingresso giradischi magnetico con 60 W in uscita 75 dB, ingresso registratore con 60 W in uscita

Dimensioni: 580 x 95 x 270

giradischi stereo
BEOGRAM 3000

Risposta di frequenza: 15 ÷ 25.000 Hz ± 3 dB

Velocità: 33 1/3, 45 giri minuto

Dimensioni: 115 x 440 x 330 con coperchio

casse acustiche
BEOVOX 4702

Risposta di frequenza: 35 ÷ 20.000 Hz

Impedenza: 4

Dimensioni: 550 x 290 x 290

IN VENDITA PRESSO
I MIGLIORI RIVENDITORI

Richiedete cataloghi a: **FURMAN S.p.A.**
VIA FERRI 6 - 20092 CINISELLO B.